



BACHELORARBEIT

Herr

Tony Krasa

**Erstellung der Messelektronik
zum Einmessen und Abgleichen
von UV-Sensorik für die
Bestimmung sehr hoher
Ozonkonzentrationen**

Mittweida, 2011

BACHELORARBEIT

Erstellung der Messelektronik zum Einmessen und Abgleichen von UV-Sensorik für die Bestimmung sehr hoher Ozonkonzentrationen

Autor:

Herr Tony Krasa

Studiengang:

Physikalische Technik

Seminargruppe:

PT08wM-B

Erstprüfer:

Herr Prof. Dr. Ralf Hinderer

Zweitprüfer:

Herr Dr. Jens Biedermann

Einreichung:

Mittweida, 30.11.2011

Verteidigung/Bewertung:

Chemnitz, 2011

Bibliographische Beschreibung:

Krasa, Tony:

Erstellung der Messelektronik zum Einmessen und Abgleichen von UV-Sensorik für die Bestimmung sehr hoher Ozonkonzentrationen - 2011-

Mittweida, Hochschule Mittweida, Fakultät Mathematik/ Naturwissenschaften/ Informatik, Bachelorarbeit, 2011

Danksagung:

Mein Dank gilt der Medizin & Service GmbH für die Betreuung der Bachelorarbeit, insbesondere Herrn Dr. Biedermann und Herrn Wigand. Weiterhin danke ich Herrn Prof. Hinderer von der Hochschule Mittweida für die Unterstützung.

Referat:

Die vorliegende Bachelorarbeit beschäftigt sich mit der vorgegebenen Messelektronik zur Differenzspannungsverstärkung und Strom- und Spannungsverstärkung. Die Messelektronik wird erklärt und anschließend dimensioniert. Es folgt die Entwicklung einer Platine, die im Anschluss bestückt und getestet wird. Zusätzlich soll diese Platine in ein Gehäuse eingebaut werden.

I Inhaltsverzeichnis

II	Abbildungsverzeichnis.....	II
III	Tabellenverzeichnis.....	II
IV	Kurzzeichenverzeichnis	III
1	Veranlassung	1
2	Grundlagen	3
2.1	<i>Messprinzipien für Strom und Spannung</i>	<i>3</i>
2.1.1	Strommessprinzipien.....	3
2.1.2	Spannungsmessprinzipien.....	4
2.2	<i>Operationsverstärker</i>	<i>6</i>
2.3	<i>Photodioden</i>	<i>12</i>
2.3.1	Ozonkonzentrationsmessung	13
2.3.2	Photodioden	13
2.3.3	Aufbau.....	14
2.3.4	Wirkprinzip	14
2.3.5	UV-SiC-Photodioden	15
3	Messelektronik	17
3.1	<i>Blockschaltbild der Gesamtanordnung.....</i>	<i>17</i>
3.2	<i>Spannungsversorgung.....</i>	<i>18</i>
3.3	<i>Strommessung (Strom- und Spannungsmessverstärker).....</i>	<i>21</i>
3.4	<i>Differenzmessverstärker</i>	<i>27</i>
4	Platine.....	37
4.1	<i>Platinengestaltung</i>	<i>37</i>
4.2	<i>Prüfung und Inbetriebnahme des Verstärkers</i>	<i>37</i>
5	Zusammenfassung und Ausblick.....	41
	Literaturverzeichnis.....	A
	Anlagen.....	B
	Selbstständigkeitserklärung	C

II Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1:	Elektrometer	5
Abbildung 2:	Invertierender OPV	8
Abbildung 3:	Nichtinvertierender OPV	9
Abbildung 4:	Nichtinvertierender OPV als Spannungsfolger	10
Abbildung 5:	Differenzverstärker	10
Abbildung 6:	Invertierender OPV als Transimpedanzverstärker	11
Abbildung 7:	UV-SiC-Photodiode im Größenvergleich	15
Abbildung 8:	Photodiodenempfindlichkeit	16
Abbildung 9:	Blockschaltbild mit Gesamtanordnung	17
Abbildung 9a:	Spannungsversorgung	18
Abbildung 9b:	Strom-/Spannungsmessverstärker Transimpedanzstufe	22
Abbildung 9c:	Differenzmessverstärker	27
Abbildung 10:	Kennlinie einer Lithiumbatterie LR61	19
Abbildung 11:	Spannungsversorgung detailliert	20
Abbildung 12:	Übersteuerungsanzeige	25
Abbildung 13:	Verhältnisse bei negativer Übersteuerung	27
Abbildung 14:	Prinzip des Instrumentenverstärkers	28
Abbildung 15:	Symmetrie- und Verstärkungsabgleich	30
Abbildung 16:	Vereinfachte Schaltung der Abgleichstufe	31
Abbildung 17:	Vereinfachung der Abgleichschaltung für die Berechnung	31
Abbildung 18:	Zusammenfassung des Parallelwiderstandes	32
Abbildung 19:	Verstärkung in Abhängigkeit vom Drehwinkel	35

III Tabellenverzeichnis

Tabelle 1:	Vergleich der Kennwerte eines idealen und eines realen OPV	7
------------	--	---

IV Kurzzeichenverzeichnis

Abkürzungen

GND	Masse
IR	infrarot
LED	Leuchtemitterdiode
O ₃	Ozon
OPV	Operationsverstärker
TK	Temperaturkoeffizient
TP	Tiefpass
UV	ultraviolett

Formelzeichen

α	Drehwinkel des Potentiometers zur Symmetrieeinstellung
β	Drehwinkel des Potentiometers zur Gesamtverstärkungseinstellung
C	Kapazität
f_g	Grenzfrequenz
I_a	Ausgangsstrom
I_e	Eingangsstrom
I_q	Querstrom
P	Potentiometer
R	Ohmscher Widerstand
R_{par}	Parallelwiderstand der vereinfachten Abgleichschaltung
t	Zeit
U_a	Ausgangsspannung
U_B	Betriebsspannung

U_{batt}	Batteriespannung
U_e	Eingangsspannung
U_d	Differenzspannung
U_{Ref}	Referenzspannung
V	Verstärkung
V_+	Verstärkung am nicht invertierenden Eingang
V_-	Verstärkung am invertierenden Eingang

1. Verlassung

Die Medizin & Service GmbH hat ein Desinfektionssystem entwickelt, mit dem Beatmungsgeräte desinfiziert werden. Das Desinfektionsgerät KR1000 erzeugt zur Keimreduktion ein mit einem Ultraschallvernebler angefeuchtetes Ozon-Luftgemisch. Aus einer Reaktion von Ozon mit Wassertröpfchen entstehen hochreaktionsfähige Hydroxylradikale und nativer Sauerstoff. Diese Radikalbildung ist ein Prozess, der während des Transportes der Wassertröpfchen zum Desinfektionsort durch das transportierende O_3 -Luftgemisch ständig abläuft. Deshalb ist es notwendig, durch einen definierten Transportflow eine hohe Feuchte, um die Tröpfchenverdunstung zu bremsen, und eine ausreichende O_3 -Konzentration sicher zu stellen, so dass am Desinfektionsort genügend O_3 -Moleküle für diesen Prozess zur Verfügung stehen. Zur Überwachung und Protokollierung soll die Ozonkonzentration und deren Verlauf möglichst genau innerhalb des KR1000 gemessen werden.

Zur Bestimmung sehr hoher Ozonkonzentrationen wird die Absorption von UV-Licht beim Durchgang durch Ozon gemessen. Dafür werden zwei UV-Photodioden eingesetzt. Die dabei entstehenden Messabweichungen können durch eine Relativmessung zweier unterschiedlich langer Strecken ausgewertet werden [1]. Die Genauigkeit der Messung hängt davon ab, dass beide Messkanäle möglichst identisch sind. Daher soll die UV-optische Sensitivität der UV-Photodioden hoch und gleich sein. Dieses erfordert Bauelemente mit geringen Toleranzen.

Die Anordnung der Messelektronik hat kleine Ströme zur Folge. Die Ströme im nA-Bereich sind mit herkömmlichen Messgeräten nicht messbar. Daher wurde ein Schaltungsentwurf entwickelt, der diese Ströme messbar macht und verstärkt.

Zur Strommessung wird eine Transimpedanzstufe verwendet, deren Eingangswiderstand gegen Null geht.

Mittels des zusätzlichen Differenzverstärkers kann der Gleichlauf der von einer definierten homogenen Quelle angeleuchteten Dioden aus der Differenz Ausgangsspannung ermittelt und Unsymmetrien gegen Null abgeglichen werden.

Aufgabe dieser Arbeit ist es, die Messelektronik zu beschreiben und eine begründete Dimensionierung vorzunehmen. Für die Schaltung soll eine Platine entwickelt und im Anschluss bestückt und erprobt werden. Danach soll der Einbau dieser Platine in ein passendes Gehäuse erfolgen, so dass ein fertiger Messadapter entsteht. Dabei ist zu beachten, dass die zur Kalibrierung notwendigen Bauelemente von außen leicht zugänglich sind.

2. Grundlagen

Bevor die Messelektronik zur Strommessung und Differenzverstärkung beschrieben und später dimensioniert wird, sollen zunächst elektronische Grundlagen behandelt werden. Sie dienen zum physikalischen Verständnis des Messverstärkers und sind unabhängig vom Hintergrund der Aufgabenstellung zu verstehen. Inhalt der elektronischen Grundlagen sind die verschiedenen Messprinzipien von Strom und Spannung und die Operationsverstärker, die den Hauptbestandteil der Messelektronik ausmachen.

2.1 Messprinzipien für Strom und Spannung

2.1.1 Strommessprinzipien

Messungen der Stromstärke erfolgen mit einem Stromstärkemessgerät. Dieses ist in Reihe zu schalten. Für eine fehlerlose Messung muss der Innenwiderstand des Stromstärkemessgerätes so klein wie möglich sein [5].

Eine Messung der Stromstärke erfolgt über einen niederohmigen *Widerstand* (Shunt) mit Vierleiteranschlüssen. Über den Widerstand wird die darüber abfallende und proportionale Spannung gemessen. Mit $R = \frac{U}{I}$ lässt sich dann die dazugehörige Stromstärke berechnen. Diese Messmethode wird daher auch als indirekte Strommessung bezeichnet. Das Prinzip eignet sich für kleine Ströme besser als für große Ströme [3].

Die Stromstärkemessung kann aber auch über einen *Kondensator* erfolgen. Der Kondensator wird über eine Quellenspannung aufgeladen. Dieser Ladestrom kann gemessen werden. Das Verhalten des Ladestroms soll linear betrachtet werden, wenn der Kondensator nicht voll aufgeladen wird. Dann ist die Stromstärke mit $i_c = C \cdot \frac{du}{dt}$ berechenbar, sofern Kapazität und Zeit bestimmt sind [9].

Zeigermessgeräte eignen sich ebenso zur Strommessung. Die bekanntesten Vertreter darunter sind das Dreheisenmesswerk und das Drehspulmesswerk.

Beim *Drehspulmesswerk* befindet sich eine drehbare Spule im Feld eines Dauermagneten. Die hier wirkende Kraft bei Stromfluss ist die Lorentzkraft. Sie wirkt proportional

zur Stromstärke und wird durch die Rückstellkraft einer Feder kompensiert. Der an der Feder befindliche Zeiger gibt die Stromstärke auf einer linearen Skala an. Ströme sind bis minimal $10\text{ }\mu\text{A}$ messbar [7].

Beim *Dreheisenmesswerk* befindet sich in einer Spule ein feststehender Eisenkern und ein beweglicher Eisenkern mit Zeiger. Bei Stromfluss durch die Spule stoßen sich beide Eisenkerne ab. Die wirkende Reluktanzkraft wird ebenfalls durch eine Feder kompensiert. Da die Reluktanzkraft proportional zum Quadrat der Stromstärke ist, eignen sich Dreheisenmesswerke zur Messung des Effektivwertes der Stromstärke. Zur Messung kleiner Ströme ($< 20\text{ mA}$) sind sie nicht geeignet. Zeigermessgeräte sind heute meist durch digitale Messgeräte ersetzt worden [6].

Ein weiteres Strommessprinzip funktioniert mit Hilfe des *Hall-Effektes*. Dabei entsteht eine elektrische Spannung in einem stromdurchflossenen Leiter. Der Leiter befindet sich in einem stationären Magnetfeld.

Der Zusammenhang wird über die Gleichung

$$U_H = f(B, I_{Hall}, K_{1...n}) \text{ beschrieben [1].}$$

Zuletzt muss noch der *Transimpedanzverstärker* erwähnt werden, der Anwendung in der zu behandelten Messelektronik dieser Arbeit findet. Das Prinzip des Transimpedanzverstärkers beruht auf der Kompensation des Messstromes an einem Stromknoten. Die Funktionsweise wird dabei im Kapitel Operationsverstärker näher erläutert. Mit diesem Prinzip sind Messungen sehr kleiner Ströme realisierbar [15].

2.1.2 Spannungsmessprinzipien

Spannungen lassen sich über passiven Bauelementen messen, indem ein Spannungsmesser parallel zu diesem geschaltet ist. Dabei erzeugt ein Strom durch das Bauelement einen Spannungsabfall.

Eine andere Möglichkeit der Spannungsmessung besteht darin, stromlos zu messen. Diese als Potentiale bezeichneten Spannungen können u.a. durch Elektrometer oder Kompensationsprinzip gemessen werden.

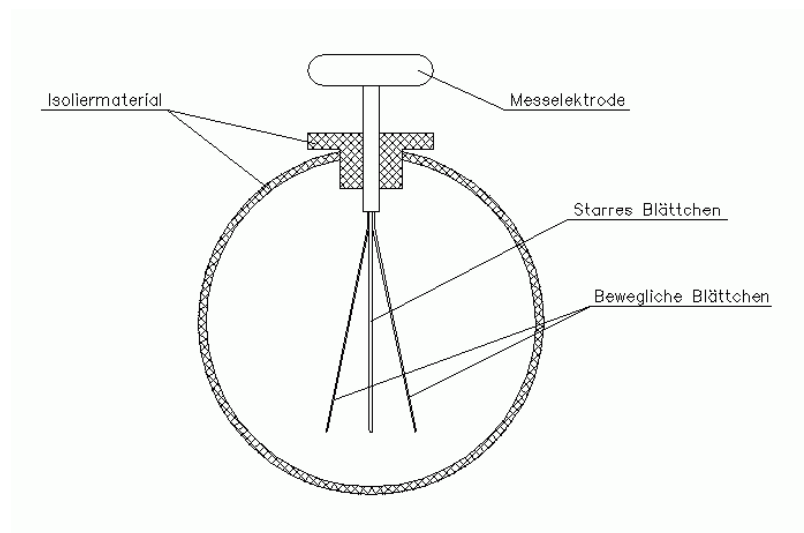


Abbildung 1: Elektrometer

Elektrometer werden zur Potentialmessung genutzt. Der Aufbau ist in Abbildung x dargestellt. Die Plättchen werden über die Messelektrode aufgeladen, wobei die Polung nicht bekannt ist. Die geladenen Plättchen stoßen sich voneinander ab. Der zu messende Winkel zwischen den Plättchen ist ein Maß für die Potentialgröße. Dieses Messverfahren funktioniert auch mit Wechselspannung. Das Prinzip ist für sehr kleine Spannungen nicht geeignet, da die entstehenden elektrostatischen Kräfte gering sind [10].

Die Messung nach dem *Kompensationsprinzip* geschieht wie folgt: Es wird die zu messende Spannung einer Elektrode mit einer Elektrode mit einstellbarer Gegenspannung verglichen. Die Differenz beider Spannungen wird auf 0 kompensiert. Damit ist sichergestellt, dass beide Elektroden die gleiche Spannung besitzen. Diese Methode belastet das Messobjekt nur während des Kompensationsvorganges. Die Sensitivität und Genauigkeit der Messwertermittlung ist abhängig von der Genauigkeit, mit der die Kompensationsspannung gemessen werden kann und der Genauigkeit der Ermittlung des 0-Vergleiches. Der Einsatz von Kompensationsmessungen für Wechselfotentiale ist kompliziert, denn er erfordert außer Spannungsnullkompensation noch eine zusätzliche Frequenz- und Phasengleichheit der Kompensationsspannung [11].

2.2 Operationsverstärker

In den vorgegebenen Schaltungen zur Strommessung und zur Differenzverstärkung werden Operationsverstärker (OPV) eingesetzt. Im Folgenden werden die Eigenschaften und die wichtigsten OPV erklärt, die Anwendung in der Schaltung des Messverstärkers finden [22], [24].

OPV sind mehrstufige, hochverstärkende Differenzverstärker. Diese besitzen einen invertierenden und einen nichtinvertierenden Eingang sowie einen Ausgang und die beiden Betriebsspannungsanschlüsse [25]. Die OPV sind auf je einem Chip integriert. Werden auf einem Chip mehrere gleiche OVP hergestellt und in einem Gehäuse untergebracht, dann spricht man von Mehrfach-OPV (Dual-, Quad-). Die elektrischen Eigenschaften der Mehrfach-OPV eines Chips sind sich sehr ähnlich. Durch die enge thermische Kopplung ist die Abweichung der Temperaturgänge der auf einem Chip integrierten Verstärker untereinander gering [4].

OPV werden durch bestimmte Kennwerte [2] charakterisiert. Die wichtigsten sind:

Differenzsignal

Gleichtaktsignal

Differenzverstärkung

Gleichtaktverstärkung

Gleichtaktunterdrückung

Differenzeingangswiderstand

Gleichtakteingangswiderstand

Ausgangswiderstand

Transitfrequenz

Eingangsoffsetstrom

Eingangsoffsetspannung

Eingangsbiasstrom

Ein idealer OPV ist durch ideale Kennwertgrößen definiert. In der Praxis unterscheiden sich diese Werte von denen des idealen OPV. Ein Vergleich [27] soll dieses verdeutlichen.

Tabelle 1: Vergleich der Kennwerte eines idealen und eines realen OPV

Kennwerte	idealer OPV	realer OPV
Differenzverstärkung	unendlich	106 dB
Gleichtaktunterdrückung	unendlich	90 dB
Differenzeingangswiderstand	unendlich	1 M Ω – 1 G Ω
Ausgangswiderstand	0	75 Ω
Transitfrequenz	unendlich	1 MHz
Eingangsbiasstrom	0	80 nA
Eingangsoffsetspannung	0	3 μ V
TK der Eingangsoffsetspannung	0	3 μ V/K

Die Werte des realen OPV stammen vom MAA 711 von TESLA [27] und dienen als Beispiel. Andere OPV weichen von diesen Werten ab.

Grundsaltungen

Im Folgenden werden die OPV-Grundsaltungen sowie weitere wichtige OPV-Anwendungen beschrieben.

Invertierender Operationsverstärker

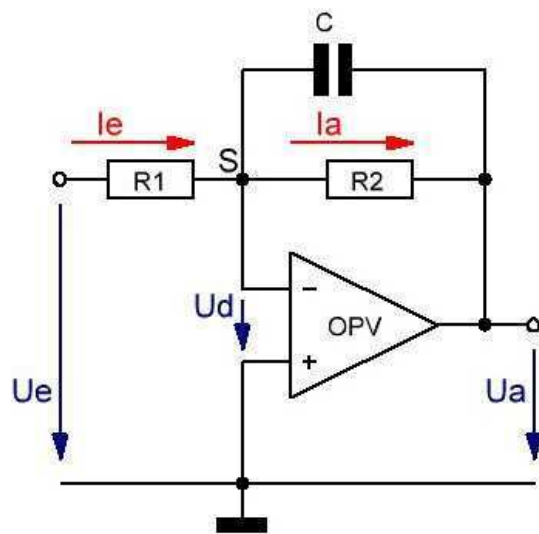


Abbildung 2: Invertierender OPV

Bei dieser Schaltung liegt die Eingangsspannung U_e am invertierenden Eingang an. Dadurch kehrt sich die Polung der Ausgangsspannung U_a um. Der nichtinvertierende Eingang wird dabei auf Masse bezogen. Zur Einstellung der Verstärkung wird die Ausgangsspannung U_a auf den invertierenden Eingang durch Parallel-Spannungs-Gegenkopplung zurückgekoppelt. Wegen der sehr hohen Verstärkung (beim idealen OPV gegen unendlich) wird die Differenzspannung U_d sehr klein (idealerweise null) sein.

Der Punkt S (siehe Abbildung 1) wird der virtuelle Nullpunkt genannt.

Für die Ströme durch R_1 und R_2 gilt nahezu: $I_1 = I_2$

Es gilt auch: $U_e = U_{R1} = I_1 \cdot R_1$ und $U_a = -U_{R2} = -I_2 \cdot R_2$

Löst man diese Beziehungen jeweils nach I auf und setzt sie dann gleich, dann wird:

$$\frac{U_e}{R_1} = -\frac{U_a}{R_2} \text{ und das Verhältnis } \frac{U_a}{U_e} = V_- = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Der geringe Ausgangswiderstand des invertierenden OVP sorgt dafür, dass die Schaltung wie eine Spannungsquelle wirkt. Nachteilig hier ist der relativ geringe Eingangswiderstand, der durch R_1 gegeben ist, da der Punkt S auf nahezu Null liegt [13].

Nichtinvertierender Operationsverstärker

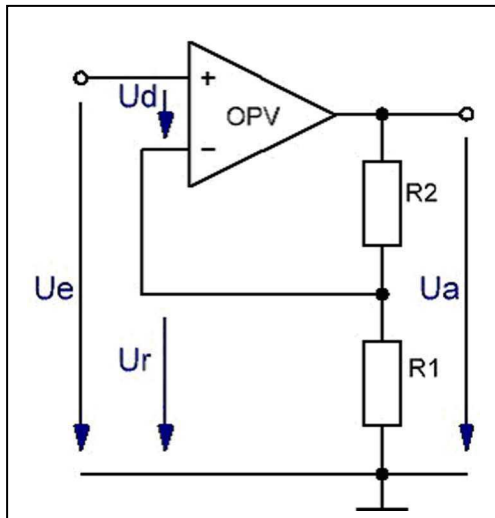


Abbildung 3: Nichtinvertierender OPV

Die Eingangsspannung U_e wird am nichtinvertierenden Eingang angelegt. Der invertierende Eingang wird über einen Spannungsteiler, der die Verstärkung bestimmt, auf Masse bezogen. Die Ausgangsspannung U_a wird auf den nichtinvertierten Eingang durch Reihen-Spannungs-Gegenkopplung zurückgekoppelt. Wie beim invertierenden OPV geht die Differenzspannung U_d gegen Null. Die Polung zwischen U_e und U_a ändert sich nicht. Die Eingangsströme des OPV sind vernachlässigbar klein. Wegen $U_d \sim 0$ kann die rückgekoppelte Spannung $U_r = U_a \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_e$ gesetzt werden. Wird diese Beziehung nach

$$\frac{U_a}{U_e} = V_+ \text{ umgestellt, dann wird } V_+ = \frac{R_2}{R_1} + 1 \text{ [14].}$$

Der Ausgangswiderstand entspricht dem des nichtinvertierenden Verstärkers. Die Schaltung eignet sich auch als verstärkender Spannungsfolger (im nächsten Abschnitt beschrieben).

Spannungsfolger

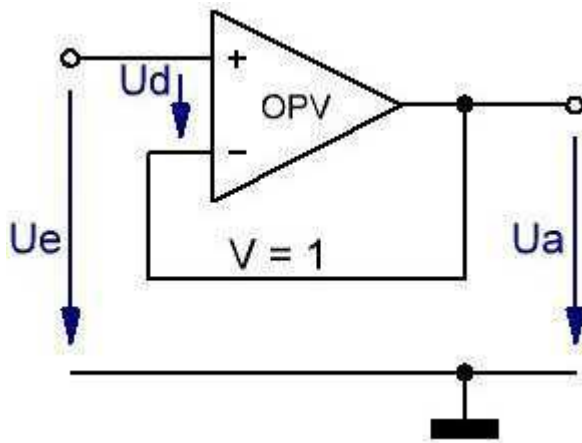


Abbildung 4: Nichtinvertierender OPV als Spannungsfolger

Ausgehend vom nichtinvertierenden OPV lässt sich ein Spannungsfolger, oder auch Impedanzwandler genannt, realisieren. Dabei wird die Ausgangsspannung direkt auf den invertierenden Eingang zurückgekoppelt. Wegen $U_d \Rightarrow 0$ folgt die Ausgangsspannung der Eingangsspannung. Die Spannungsverstärkung beträgt 1.

Aufgrund des sehr geringen Eingangsstromes und der geringen Ausgangsimpedanz des OPV ergibt sich so eine hohe Leistungsverstärkung. Spannungsfolger werden in der Messtechnik eingesetzt, um die Belastung der Messwertquelle gering zu halten [2].

Differenzverstärker

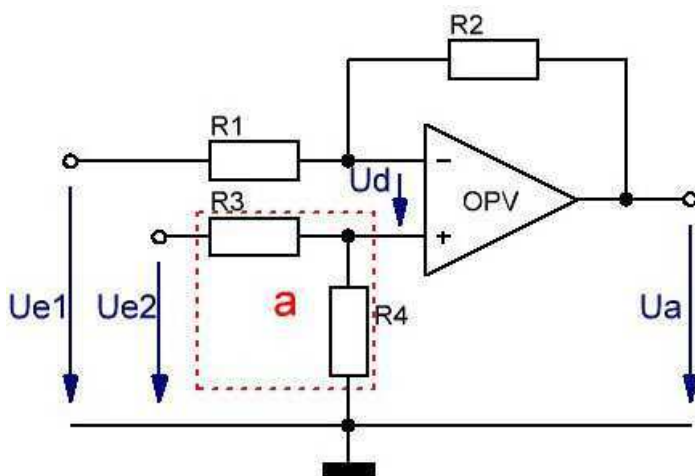


Abbildung 5: Differenzverstärker

Beim Differenzverstärker werden sowohl invertierender Eingang als auch nichtinvertierender Eingang des OPV mit Eingangssignalen belegt. Am Ausgang entsteht die verstärkte Differenz der Eingangsspannungen U_{e1} und U_{e2} . Da die nichtinvertierende Verstärkung um 1 größer als die invertierende ist, muss dem nichtinvertierenden Eingang ein Spannungsteiler mit dem Teilverhältnis a vorgeschaltet werden.

Mit dem Betrag V der Verstärkung gilt: $a \cdot (V + 1) = V$ und es ergibt sich: $a = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$.

Das Verhältnis der Teilerwiderstände $\frac{R_4}{R_3}$ muss gleich dem Verhältnis der verstärkungsbestimmenden Widerstände $\frac{R_2}{R_1}$ gewählt werden.

Bei dieser Schaltung sind die unterschiedlich großen Eingangswiderstände zu beachten. Diese Asymmetrie kann bei hochohmigen Signalquellen zu Fehlern führen. Deshalb wird häufig ein Spannungsfolger bei diesen Anwendungen vorgeschaltet [10].

Transimpedanzverstärker

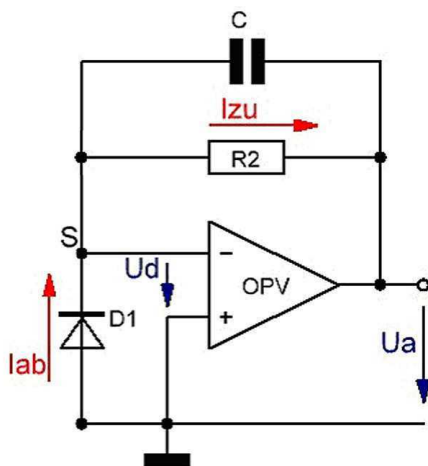


Abbildung 6: Invertierender OPV als Transimpedanzverstärker

Der ideale Transimpedanzverstärker wandelt einen Eingangsstrom I_{ab} in eine proportionale Ausgangsspannung $-U_a$ um und ist daher eine stromgesteuerte Spannungsquelle. Am Punkt S der Schaltung befindet sich der Nullpunkt. Die Stromquelle arbeitet daher im Kurzschluss. Da der Strom vollständig über R abfließt, berechnet sich die Ausgangsspannung über die Gleichung $U_a = -I \cdot R$. Dabei wird das Verhältnis von Ausgangsspannung zu Eingangsstrom als Transimpedanz bezeichnet.

Ein realer Transimpedanzverstärker unterscheidet sich von einem Transimpedanzverstärker mit idealen OPV allerdings durch einen endlichen Eingangswiderstand ($R_e > 0 \Omega$).

Der Wert von R_e wird dabei durch die Verstärkung V des OPV bestimmt: $R_e = \frac{U_a}{V \cdot I_{zu}}$.

Für den Strom durch R ergibt sich dann $-I_{ab} = \frac{U_a - \frac{U_a}{V}}{R_2}$.

Da für die Ströme $I_{ab} = I_{zu}$ gilt, erhält man nach Einsetzen und Umstellen näherungsweise $R_e = \frac{R_2}{V}$ ($V \gg 1$) für den Eingangswiderstand.

An diesem R_e entsteht ein Spannungsabfall und die Stromquelle arbeitet nicht mehr im idealen Kurzschluss. Dieser Spannungsabfall wirkt dem Stromfluss der Stromquelle entgegen.

Deshalb sollte die Verstärkung V des OPV sehr hoch gewählt werden, um R_e gering zu halten, wenn durch Wahl eines großen R_2 das Wandlungsverhältnis $\frac{-U_a}{I_{ab}}$ hoch sein soll, um geringe Ströme zu erfassen. Da im vorliegenden Fall der Transimpedanzverstärker zur Erfassung von sehr geringen Photoströmen (nA), die proportional zur Lichtstärke sind, eingesetzt werden soll, ist es notwendig, einen OPV mit sehr hoher Verstärkung einzusetzen, um eine auswertbare Ausgangsspannung zu erhalten. Damit kann die Photodiode auf einen (Nahezu-) Kurzschluss arbeiten und die Lichtstrom/Strom-Proportionalität ist gewahrt [15].

2.3 Ozonkonzentrationsmessung mittels Photodioden

Dieser Abschnitt behandelt die Schnittstelle zwischen Messverstärker und Anwendung dessen im Desinfektionsgerät KR1000. Dabei werden als Sensoren zur Ozonkonzentrationsmessung UV-Photodioden eingesetzt. Es wird näher auf diese Bauteile eingegangen und die Funktion als Stromquelle für die Schaltung erklärt.

2.3.1 Ozonkonzentrationsmessung

Das Prozessmedium O₃ und Luft wird von einer definierten Strahlung von 254 nm Wellenlänge durchdrungen. UV-Photodioden wandeln diese Strahlung in einen proportionalen Strom um. Die Strahlungsschwächung durch Absorption des UV-Lichtes im Medium O₃ wird durch das Lambert-Beersche Gesetz beschrieben [16]:

$$\varepsilon_{\lambda} \cdot c \cdot d = \frac{-\lg \cdot I_0}{I_1}$$

Dieser Zusammenhang besagt, dass der Logarithmus des Koeffizienten aus der durch das Medium abgeschwächten Lichtintensität I₁ und der ungeschwächten Intensität I₀ gleich dem Produkt aus der Konzentration des Mediums c und der Absorptionslänge d mit dem spezifischen spektralen Absorptionskoeffizienten ε_{λ} ist. Bei dem eingesetzten Messverfahren wird die Relation der unterschiedlichen Absorption über zwei verschiedene, relativ kurze Weglängen d₁, d₂ zur Konzentrationsbestimmung genutzt. Dadurch ergeben sich sehr geringe Intensitäten und Intensitätsunterschiede. Entsprechend gering sind auch die entstehenden Photoströme. Die Genauigkeitsforderungen an die Messelektronik sind hoch.

2.3.2 Photodioden

Zur Ozonmessung werden UV-Photodioden verwendet, die auf UV-Strahlung ansprechen. Da diese den Eingangsstrom für die Messelektronik erzeugen, wird näher auf das Bauelement Photodiode eingegangen [18].

Photodioden sind Halbleiterdioden. Ohne einfallende Strahlung verhalten sie sich wie normale Halbleiterdioden. Aufgabe der Photodioden ist die Umwandlung der Strahlung bestimmter Wellenlängen in einen elektrischen Strom. Dies geschieht über den inneren Photoeffekt. Der Betrieb erfolgt überwiegend in Sperrrichtung [18].

2.3.3 Aufbau

Photodioden werden entweder mit pn- oder pin-Übergang realisiert, an dem die Umwandlung in einen Strom stattfindet. Die strahlungsempfindliche Seite (Anode) besteht meist aus einer dünnen p-Schicht. Diese ist dünn genug, so dass einfallende Strahlung zum pn-Übergang gelangt und nicht bereits vorher absorbiert wird. Das Grundmaterial ist

dementsprechend n-dotiert. Pin-Photodioden besitzen zwischen p und n eine intrinsische Zone, welche die Raumladungszone vergrößert.

Photodioden mit Empfindlichkeit für sichtbares Licht bis $1\text{ }\mu\text{m}$ bestehen aus Silizium, mit Empfindlichkeit für IR-Strahlung bis $1,8\text{ }\mu\text{m}$ aus Germanium oder entsprechenden Legierungen aus diesen Elementen. Für IR-Strahlung von $5\text{ bis }20\text{ }\mu\text{m}$ ist zusätzlich eine Stickstoffkühlung notwendig, die die Wärmebewegung bei Raumtemperatur kompensiert [18].

2.3.4 Wirkprinzip

Einfallende Strahlung erzeugt am pn-Übergang (Raumladungszone) Elektronen-Loch-Paare, d.h. Elektronen werden vom Valenzband in das Leitungsband angehoben. Dieser Effekt nennt sich innerer photoelektrischer Effekt. Die entstehenden Ladungen wandern durch das herrschende elektrische Feld in Gebiete gleicher Dotierung entgegen der Diffusionsspannung. Es fließt ein Photostrom in Sperrrichtung. Dieser ist proportional zur einfallenden Strahlung, solange keine Sättigung erreicht ist. Für diesen inneren photoelektrischen Effekt sind bei Silizium Energien von $> 1,1\text{ eV}$ notwendig. Dies entspricht dem Bandabstand im Silizium. Für sinnvolle Ergebnisse muss zudem der Dunkelstrom in den Dioden vernachlässigbar klein sein.

Der Dunkelstrom ist der Strom, der auch bei Abwesenheit von Strahlung fließt.

Die Photodioden können in drei Betriebsarten eingesetzt werden:

- a) Als Spannungsquelle: Die Photodiode erzeugt eine Spannung, welche von der Lichtintensität und dem Belastungswiderstand abhängig ist.
- b) Als Stromquelle: Der Ausgangsstrom ist proportional zur Lichtintensität, wenn der Belastungswiderstand gegen Null geht (Kurzschlussbetrieb).
- c) Als lichtgesteuerter Widerstand: In dieser Betriebsart wird die Photodiode in Sperrrichtung betrieben. Das einfallende Licht erzeugt Ladungsträger, welche einen von der Lichtintensität abhängigen Strom erzeugen. Zusätzlich zu dem lichtabhängigen Strom fließt noch der so genannte Dunkelstrom.

Für Messanordnungen, die eine Proportionalität zwischen Lichtstrahlung und Diodenstrom voraussetzen, muss die Diode in der unter Punkt b) beschriebenen Betriebsart eingesetzt werden [19].

2.3.5 UV-SiC-Photodioden



Abbildung 7: UV-SiC-Photodiode im Größenvergleich

UV-SiC-Photodioden sind spezielle Photodioden, die auf Wellenlängen im UV-Bereich ansprechen (< 200 bis 380 nm). Sie bestehen aus Siliziumcarbid. Da sie für sichtbares Licht unempfindlich sind, werden sie auch mit „visible blindness“ beschrieben^[10]. Sie werden überall dort eingesetzt, wo UV-Strahlung detektiert und gemessen werden soll.

Im vorliegenden Fall wird der Diodentyp Sg01S zur UV- Messung eingesetzt. Die folgende Abbildung 8 zeigt die spektrale Empfindlichkeit in Abhängigkeit von der Wellenlänge [17].

Linear Spectral Response

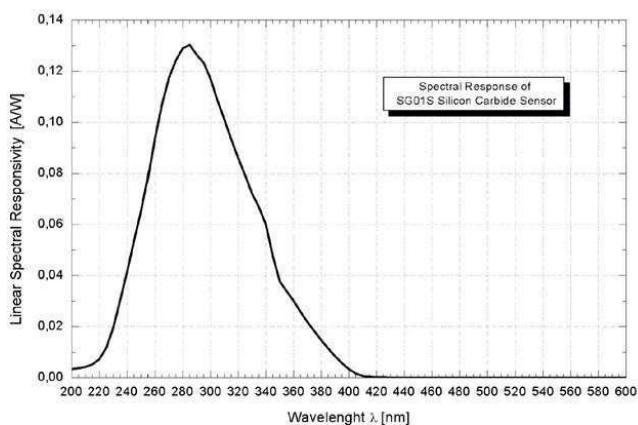


Abbildung 8: Photodiodenempfindlichkeit

Da das Absorptionsmaximum von O₃ bei 254 nm liegt, deutet sich schon hier eine verringerte Signalstärke von ca. $\frac{0,07}{0,14} = 0,5$ an. Der in den Diodendaten angegebene Dunkelstromwert von 1 fA liegt sechs Größenordnungen unter dem „bright sun“ Stromwert von 70 nA und kann bei der Messung vernachlässigt werden.

Aus dieser etwas unscharfen Angabe lässt sich auf Ausgangsströme im Bereich von einigen nA bis in den Bereich von ca. $n \cdot 100$ nA in der vorgesehenen Betriebsart schließen.

3. Messelektronik

Im folgenden Kapitel wird eine Beschreibung der Messelektronik zur Ozonmessung vorgenommen. Blockschaltbilder sollen die Funktionen erkenntlich machen. Zudem werden alle Bauelemente dimensioniert. Aufgrund von Toleranzen der Bauelemente muss ein Toleranzabgleich erfolgen.

Es werden sowohl die Schaltung zur Strommessung als auch die Schaltung zum Differenzverstärker behandelt. Das grundlegende Verständnis der verwendeten Bauelemente ist notwendig.

3.1. Blockschaltbild der Gesamtanordnung

Die folgende Abbildung zeigt eine Übersicht der Gesamtanordnung. Die einzelnen Schaltungsdetails sind farblich hervorgehoben.

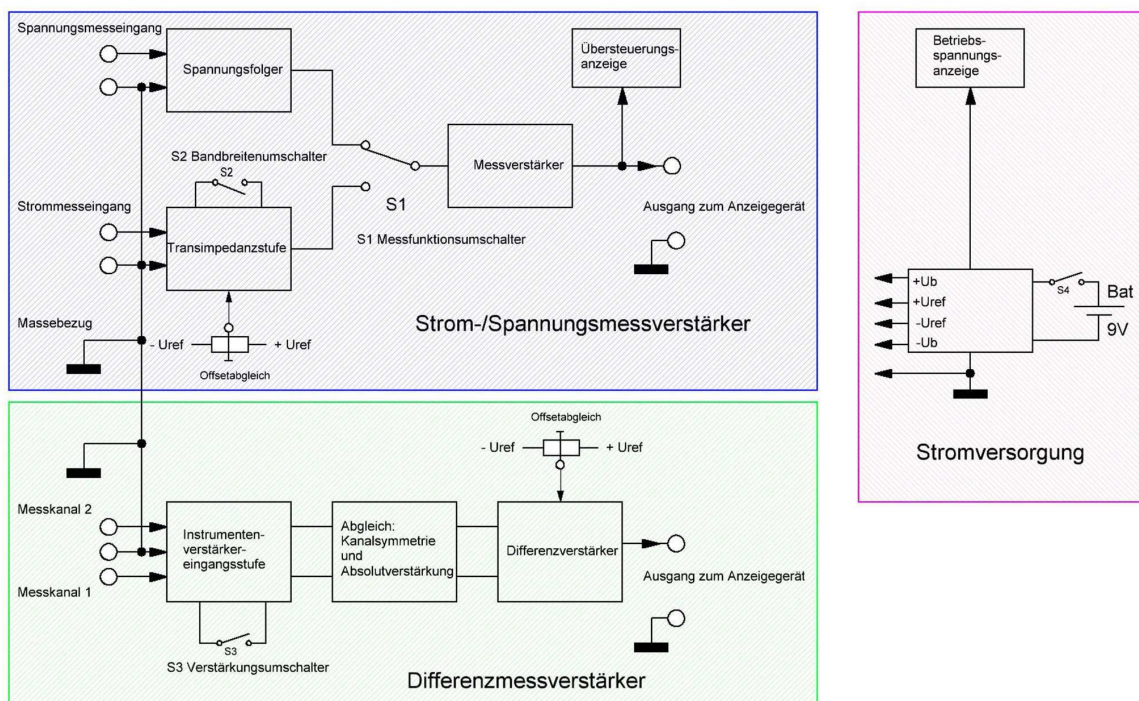


Abbildung 9: Blockschaltbild mit Gesamtanordnung

Die Blöcke der Gesamtanordnung werden im Folgenden zunächst einzeln beschrieben.

Sie sind auf der zu erstellenden Platine sinnvoll zusammengefasst.

Diese Zusammenfassung bedeutet, dass beispielsweise auf der Platine Mehrfachoperationsverstärker eingesetzt werden, von denen OPV sowohl in der Komponente Differenzmessverstärker als auch in der Komponente Strom-/Spannungsmessverstärker verwendet werden.

Dabei ist zu beachten, dass diejenigen OPV, von denen besondere Symmetrie hinsichtlich der elektrischen und thermischen Eigenschaften verlangt wird, z.B. die Differenzverstärker-eingangsstufe, sich auf einem Chip befinden. Auch die in dem Block „Spannungsversorgung“ erzeugten hochstabilen Referenzspannungen werden ebenfalls gemeinsam genutzt.

3.2 Spannungsversorgung

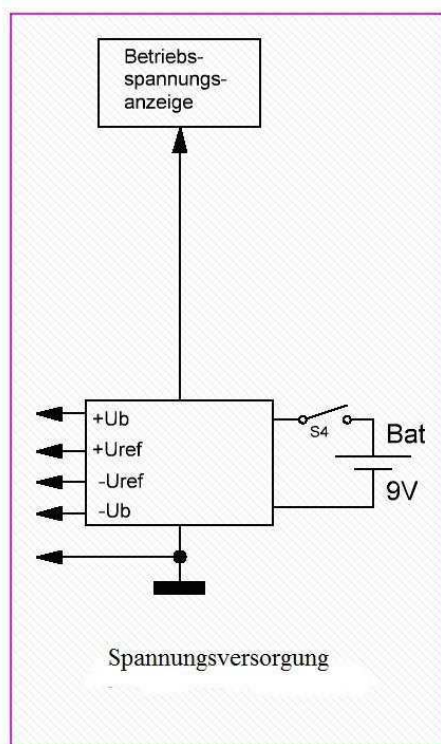


Abbildung 9a: Spannungsversorgung

Die Anforderungen an die Spannungsversorgung können wie folgt beschrieben werden:

- a) Versorgung aus einer 9V-Lithiumprimärbatterie
- b) Bereitstellung einer positiven Versorgungsspannung $> +5\text{ V}$

- c) Bereitstellung einer negativen Versorgungsspannung $< -2 \text{ V}$
- d) Bereitstellung einer positiven Referenzspannung $+2,5 \text{ V}$
- e) Bereitstellung einer negativen Referenzspannung $-2,5 \text{ V}$
- f) Anzeige des Batteriezustandes

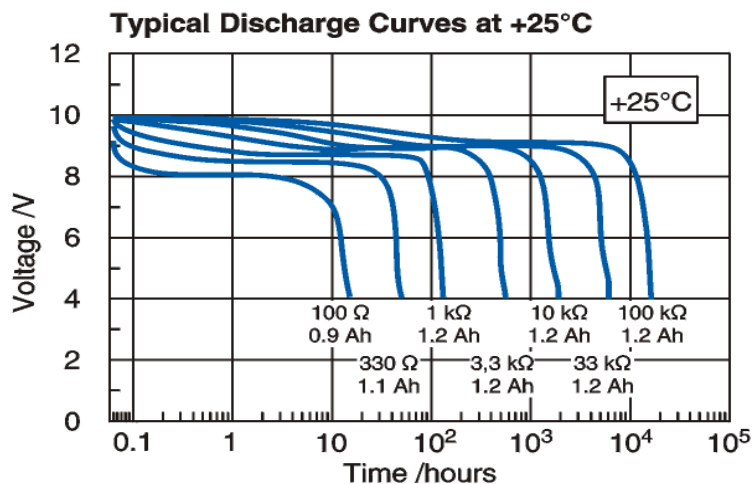


Abbildung 10: Kennlinie einer LR Lithiumbatterie

Da hier nur eine Batterie eingesetzt werden soll und eine negative Betriebsspannung erforderlich ist, damit die Operationsverstärker auch um den Spannungswert 0 V herum ($-1 \text{ V} < U_{\text{aopv}} < 5 \text{ V}$) noch betrieben werden, ist es notwendig, die Batteriespannung so zu teilen, dass ein GND entsteht, der über der negativen Batteriespannung liegt.

Die geforderten stabilen Referenzspannungen sind notwendig, um den Offsetabgleich der OPV von der Batteriespannung unabhängig zu machen, da erfahrungsgemäß gerade bei den 9 V -Blockbatterien der Spannungswert schon bei relativ geringer Belastung (einige mA) bis zu etwa $8,5 \text{ V}$ einbrechen kann. Dieser Wert ist abhängig von dem eingesetzten Batterietyp. Eine überschlägige Summation der auftretenden Batteriestrombelastung (d.h. ohne angeschlossenes Messinstrument und ohne Aussteuerungen der OPV) ergibt einen Gesamtstrom von $8,5 \text{ mA}$.

Diese Kennlinie einer 9 V Lithiumbatterie wurde den Angaben eines Batterieherstellers entnommen [21]. Sie ist typisch für Primär-Batterien dieses Typs. Danach würde die abgeschätzte Stromstärke etwa der $1 \text{ k}\Omega$ -Kennlinie entsprechen ($9 \text{ V} / 1 \text{ k}\Omega = 9 \text{ mA}$).

Für einen sicheren Batteriebetrieb liegt der abzulesende Batteriespannungswert etwas über dem oben angegebenen „Erfahrungswert von $8,5 \text{ V}$ “. Die Batteriespannungsanzeige wird deshalb auf $8,6 \text{ V}$ eingestellt, d.h. ab einem Spannungswert $> 8,6 \text{ V}$ wird „Batterie-ok“ angezeigt.

Zur Erzeugung der Referenzspannungen wird der Parallelspannungsregler TL431 eingesetzt, der mit einer Referenzspannung von $2,495\text{ V} \pm 25\text{ mV}$ angegeben ist. Sein Ausgangsstrom beträgt min. $0,6\text{ mA}$ für Regelung und $0,1\text{ }\mu\text{A}$ für Off-Betrieb und max. 100 mA . Damit kann die Anzeige-LED direkt betrieben werden. Als LED wird eine Niedrigstrom-LED, die bereits bei 2 mA ausreichend leuchtet, eingesetzt.

Auf der folgenden Seite ist die gewählte Schaltung der Stromversorgung dargestellt.

Die hier gewählten Bauelementeindizes betreffen nur die Abbildung 11.

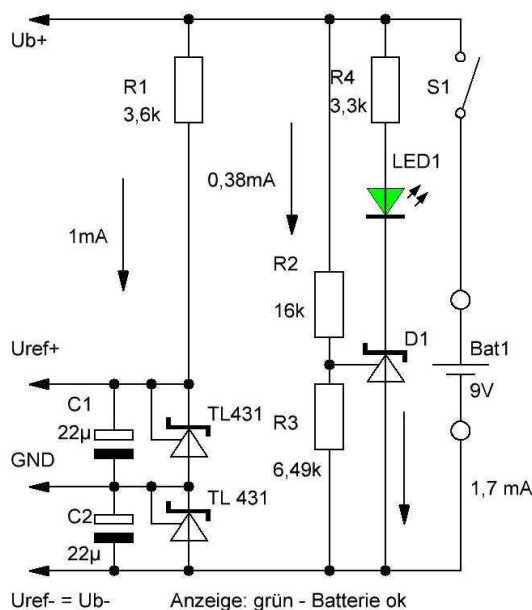


Abbildung 11: Spannungsversorgung detailliert

Durch R_1 muss ein Mindestbetriebsstrom $< 0,6\text{ mA}$ nach Datenblatt für die Referenzquellen fließen. Hier wurde 1 mA gewählt. Damit ergibt sich, wenn man pro TL431 den Referenzwert von $2,495\text{ V}$ einsetzt, $R_1 = 3,61\text{ k}\Omega$. Die Kondensatoren C_1 , C_2 wurden gemäß Datenblatt TL431, Seite 24 „Diagramm der dynamischen Stabilität“ $C_{\text{parallel}} > 6\text{ }\mu\text{F}$ zu $22\text{ }\mu\text{F}$ gewählt. Sie stabilisieren die Betriebsspannung bei dynamischem Betrieb. Der Querstrom durch R_4 , R_3 wurde zu $> 150 \times$ Eingangsstrom TL431 ($0,8 - 2,5\text{ }\mu\text{A}$) gewählt. Damit liegt der Fehler bei ca. 1%.

Wählt man den Querstrom jedoch zu gering, dann hat der nicht genau definierte Eingangsstrom ($0,8 - 2,5\text{ }\mu\text{A}$) des TL431 einen zunehmenden Toleranz erzeugenden Einfluss auf die Referenzspannung. Bei diesem Strom müssen über R_3 bei $U_{\text{batt}} > 8,6\text{ V}$ mehr als $2,495\text{ V}$ abfallen, damit D1 durchsteuert und die LED leuchtet.

Es gilt:

$$(1) R_2 + R_3 = \frac{8,6 V}{150 \cdot 2,5 \cdot 10^{-6} A}$$

$$(2) R_2 = \frac{2,495 V}{150 \cdot 2,5 \cdot 10^{-6} A} = 6,65 k\Omega$$

$$(3) R_3 = \frac{8,6 V - 2,495 V}{150 \cdot 2,5 \cdot 10^{-6} A} = 16,28 k\Omega$$

Gewählt werden die nächstliegenden Normwerte $R_2 = 16 k\Omega$ und $R_3 = 6,49 k\Omega$

Die entstehende Abweichung der Ansprechschwelle ist $< 1 \%$.

Das ist vertretbar. Die Widerstände R_1 , R_3 können selbstverständlich auch größer oder kleiner gewählt werden, solange ihr Verhältnis erhalten bleibt.

Für den LED-Vorwiderstand R_4 ergibt sich, wenn man den Spannungsabfall über der LED zu 1,9 V (Datenblattangaben: 1,9... 2,2 V LED grün) und den Spannungsabfall über dem TL431 zu 1 V bei Volldurchsteuerung (s. Datenblatt) ansetzt sowie den LED-Strom zu 1,7 mA wählt, ein Rechenwert von 3,35 k Ω (gewählt: 3,3 k Ω). Alle diese Werte wurden für eine Batteriespannung von 8,6 V bestimmt. Für eine neue Batterie (9 – 10 V) kann sich unmittelbar nach dem Einschalten (0 – 15 Min) ein Faktor von etwa 1,1...1,6 für die Ströme einstellen.

Die negative Betriebsspannung ist zugleich die negative Referenzspannung. Das ist möglich, weil der TL431 eine $U_{ref} = 2,495 V$ erzeugt.

Die Ausgangsspannung der Operationsverstärker sollte, damit die OPV-Daten gewährleistet sind, nicht näher als 1 V an die Betriebsspannung kommen.

Mit $U_{ref} = 2,495 V$ ist damit eine negative Aussteuerung von minus 1,495 V möglich. Die positive Aussteuerung kann bis $8,6 V - 2,495 V - 1 V = 5,11 V$ verfolgen. Diese Angaben beziehen sich auf GND.

3.3 Strommessung (Strom- und Spannungsmessverstärker)

Dieser Schaltungsteil enthält den Transimpedanzverstärker mit einem nachfolgenden Spannungsverstärker. Sie wird durch einen Spannungsfolger ergänzt. Mit einem Umschalter S1 lässt sich zwischen Spannungsverstärkung und Strommessung umschalten. Die Hauptfunktion dieses Schaltungsteiles ist die Strommessung. Der ergänzende Span-

nungsfolger wurde hinzugefügt, um ihn auch zur Messung kleiner Spannungen nutzen zu können.

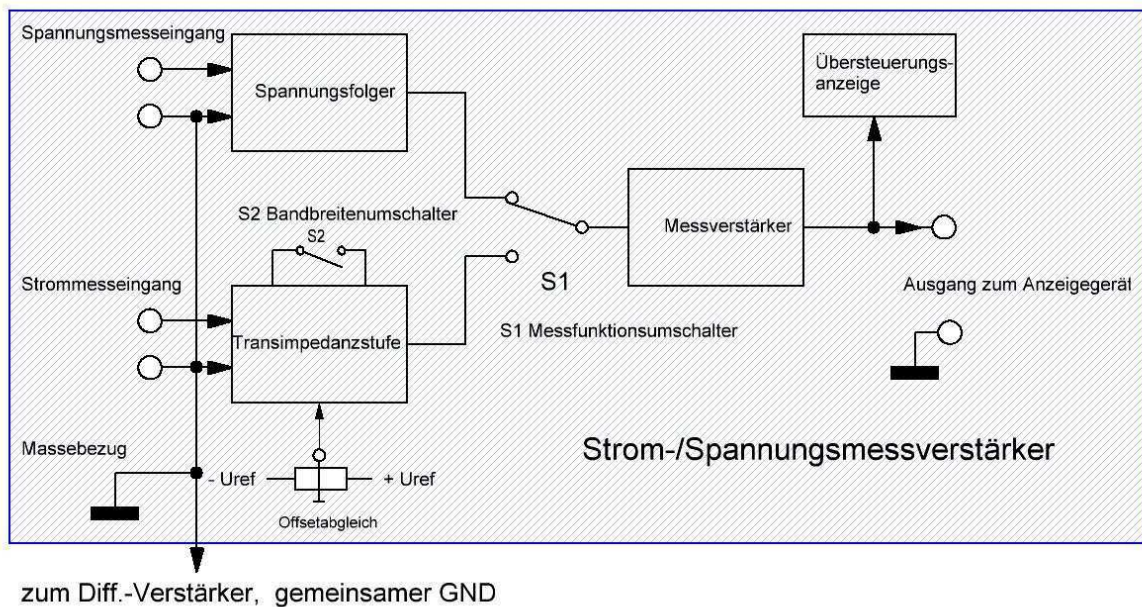


Abbildung 9b: Strom/Spannungsmessverstärker Transimpedanzstufe

Bei der Transimpedanzstufe ist besonders das dynamische Verhalten kritisch. Bekanntlich neigen OPV zum Schwingen, wenn der invertierende Eingang kapazitiv belastet wird. Bei einem Transimpedanzverstärker ist das durch die Messleitungen und das Messobjekt der Fall. Deshalb ist es notwendig, eine kapazitive Kompensation durch einen Kondensator vom Ausgang auf den invertierenden Eingang vorzunehmen. Das bedeutet eine Bandbreitenbegrenzung für die obere Grenzfrequenz. Im vorliegenden Fall ist zusätzlich zu der festen kapazitiven Rückführung (1 nF entsprechend einer $f_{go} = 159 \text{ Hz}$) ein Kondensator von 100 nF mit S2 zuschaltbar, der die obere Grenzfrequenz auf 1,59 Hz begrenzt und zugleich eine wirksame Kompensationsmaßnahme darstellt. Da die zu erwartenden Eingangsströme prinzipiell nur quasistatisch sind und geringe Änderungsgeschwindigkeiten aufweisen, bedeutet das keine Einschränkung. Der statische Rückführwiderstand R_r dieser Stufe wurde zu 1 M Ω gewählt. Damit ergeben sich der Eingangswiderstand bei einer OPV-Verstärkung von 120 dB... 160 dB (lt. Datenblatt)

$$R_e = \frac{R_r}{10^{(V_{db}/20)}} = \frac{10^6}{10^{(6,0 \dots 8,0)}} = (1,0 \dots 0,01) \Omega$$

und das Spannungs-Strom-Übertragungsverhältnis mit $U_a = R_r \cdot I_e$

$$\frac{U_a}{I_e} = 10^{-3} \frac{V}{nA}$$

Da bei den Messungen Ströme zwischen 10 nA und 300 nA erwartet werden, bedeutet das Ausgangsspannungen von 10 mV bis 300 mV. Diese Spannungen werden in der nachfolgenden Stufe um den Faktor 10 verstärkt. Die entstehenden Ausgangsspannungen von 0,1 V bis 3 V sind mit der herkömmlichen Messtechnik gut erfassbar.

Der Offset der Transimpedanzstufe wird am nichtinvertierenden Eingang des OPV über einen Spannungsteiler zu 0 abgeglichen. In dem OPV-Datenblatt sind der Betrag der typischen Offsetspannung mit 0,5 μ V und der Betrag der maximalen Offsetspannung mit 5 μ V angegeben. Für die Kompensation muss am nichtinvertierenden Eingang eine Spannung von +/- 5 μ V einstellbar sein. Diese Spannungen werden aus den Referenzspannungen +/- 2,5 V erzeugt. Der Einstellwiderstand von 10 k Ω ist über zwei 10 k Ω -Widerstände mit den Referenzspannungen verbunden. Diese Widerstände wurden zunächst abgeschätzt. Die Mittelstellung des Einstellwiderstandes bedeutet demnach ca. 0 V. An den Einstellgrenzen lassen sich so Spannungen von +/- 0,83 V einstellen. Damit sich eine sinnvolle Einstellbarkeit ergibt, wurden diese Spannungen noch einmal

$$\frac{1}{10000} = 10^{-4} \text{ geteilt. Damit ergeben sich Kompensationsspannungswerte von +/- } 83 \mu\text{V.}$$

Diese Werte erschweren die Einstellbarkeit, da die Änderungen am Einstellwiderstand (ca. 0,6 μ V/°) sehr hoch sind. Deshalb wird vorgeschlagen, das Teilverhältnis auf 10^{-5} durch Verringern des Widerstandes R_5 auf 1 Ω einzustellen. Die Offsetstromkompensation erfolgt, indem gleiche Widerstände (je 1 M Ω) vor den beiden Eingängen des OPV angeordnet sind. Zusätzlich entsteht vor dem nichtinvertierenden Eingang durch C_3 ein Tiefpass, der dort Störungen unterdrückt.

Spannungsfolger

Da der Spannungsfolger die Verstärkung 1 hat, sind hier keine Offsetkompensationsmaßnahmen vorgesehen, denn selbst mit der nachfolgenden Verstärkung 10 wird der Fehler immer kleiner als 50 μ V sein. Das ist vertretbar, denn der sich daraus ergebende Fehler wird, wenn man von einer Aussteuergrenze des Ausgangsverstärkers von +5 V und -1 V ausgeht, max. 0,005 % betragen.

$$F = \frac{50 \mu V}{5 \cdot 10^{-2}} \cdots \frac{50 \mu V}{1 \cdot 10^{-2}} = 10^{-3} \dots 5 \cdot 10^{-3} H$$

Da der Spannungsfolger einen sehr hochohmigen Eingang hat (überschlägig abgeschätzt zu $> 100 \text{ G}\Omega$, indem die max. Eingangsspannung $\pm 5 \text{ V}$ durch den max. Biasstromwert 50 pA geteilt wurde, Werte lt. Datenblatt), wird er sehr stöempfindlich sein. Deshalb wird ihm ein Tiefpass vorgeschaltet. Hier wurde eine $f_{go} = 159 \text{ Hz}$ gewählt. Damit sind 50 Hz -Komponenten noch gut abbildbar.

Messverstärker

Der Messverstärker ist ein herkömmlicher nichtinvertierender Verstärker, der auf eine Verstärkung von 10 eingestellt ist. Die Offsetkompensation erfolgt hier am invertierenden Eingang, indem eine einstellbare Spannung (siehe auch Transimpedanzstufe) eingespeist wird. Unter Beachtung der im Abschnitt Transimpedanzverstärker angegebenen Dimensionierung muss der eingefügte Spannungsteiler R_{26} ; R_{23} ; R_{22} ; R_{21} wie folgt geändert werden:

R_{21} kann nicht geändert werden, da er für die Verstärkungseinstellung wirkt. R_{26} ; R_{23} bewirken einen Teilerfaktor von ca. 10^{-4} . Auch R_{22} ; R_{21} erzeugen eine Teilung von 10^{-4} . Zusammen ergibt das 10^{-8} . Mit der einstellbaren Spannung von $\pm 0,83 \text{ V}$ sollte der Teilerfaktor aber 10^{-5} sein. Deshalb muss die Gesamtteilung um 3 Dekaden verringert werden. Das lässt sich erreichen, wenn R_{23} auf 100Ω erhöht und R_{22} auf $10 \text{ k}\Omega$ verringert wird. Da R_{22} und R_{21} bezüglich der Verstärkung parallel und in Reihe zu R_{10} ($R_{10} = 100 \cdot R_{21}$) liegen, wird sich die Verstärkung um ca. $0,01 \%$ ändern. Das ist akzeptabel.

Übersteuerungsanzeige

Die Parameter von OPV ändern sich, wenn die Ausgangsspannung bis nahe an die Betriebsspannung gesteuert wird. Bei den so genannten „Rail to Rail“ OPV ist dieser Abstand sehr klein. Er wird zwischen nahe 0 V bis etwa 50 mV angegeben. Bei den hier eingesetzten Typen sollte die max. Ausgangsspannung zur Einhaltung aller Parameter ca. 1 V unter/über der Betriebsspannung liegen. Bei der eingesetzten Spannungsversorgung liegt das Bezugspotential GND mittels einer Referenzquelle TL431 $2,495 \text{ V}$ über der negativen Batteriespannung. Als positive Betriebsspannung wird die positive Batteriespannung verwendet.

Für die OPV ist damit $-U_b = 2,495 \text{ V}$ und $+U_b = U_{batt} - 2,495 \text{ V} = 6,11 \text{ V}$.

Die Aussteuergrenzen ergeben sich so zu -1,495 V und +5,11 V.

Damit es nicht zu Messfehlern kommt, ist eine Anzeige vorgesehen, welche das Überschreiten dieser Aussteuergrenzen signalisiert.

Die folgende Abbildung zeigt diese Schaltung. Die zur Berechnung verwendeten Indizes der Bauelemente gelten nur für diese Abbildung.

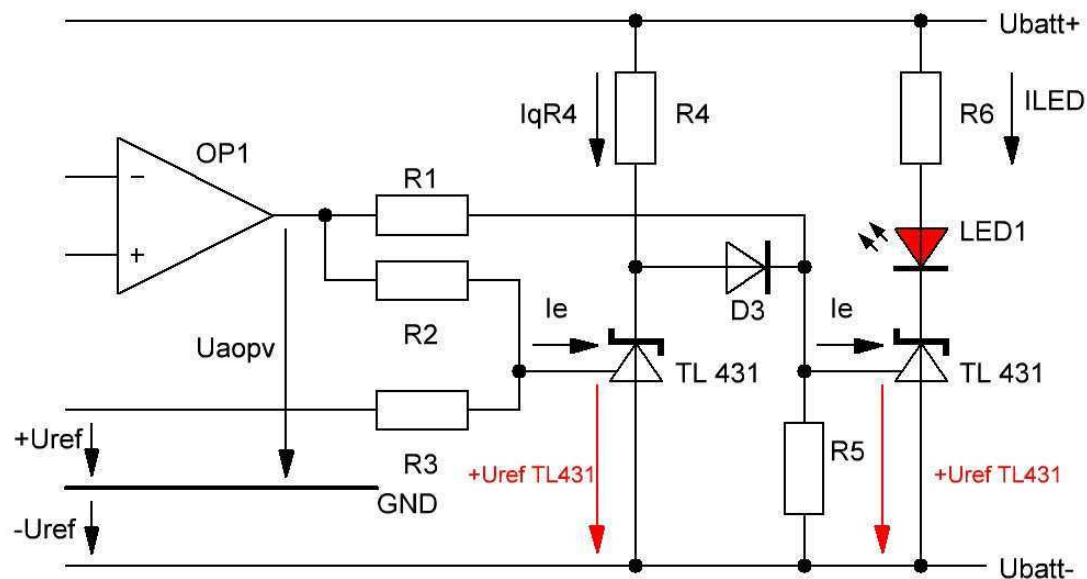


Abbildung 12: Übersteuerungsanzeige

Wie oben beschrieben soll angezeigt werden, wenn $-1,495\text{ V} < U_{\text{aomv}} < +5,11\text{ V}$ wird.

Die Anzeige der Überschreitung von 5,11 V (gerechnet mit 5 V) entspricht der Batteriespannungsüberwachung. Die Spannung U_{aopv} wird über den Teiler R_1 ; R_5 so geteilt, dass an R_5 2,495 V anliegen, wenn $U_{\text{aopv}} > 5 \text{ V}$ über GND wird. Es ergibt sich $5 \text{ V} + 2,495 \text{ V} = 7,495 \text{ V}$ als Bezugsspannung des TL431. Damit wird der TL431 leitend und die LED leuchtet. Damit der OPV nicht durch den Strom, der durch den Teiler fließt, stark belastet wird, werden R_1 , R_5 so hoch wie möglich gewählt. Dabei ist der Eingangsstrom des TL431 zu beachten (siehe auch Spannungsversorgung). Legt man den Quersstrom durch R_1 ; R_5 auf ca. $75 \mu\text{A} = 30 \cdot I_{e\text{max}}$ fest, dann darf die Summe dieser Widerstän-

de $\frac{7,495 V}{75 \mu A} = 100 k\Omega$ nicht überschreiten. Mit $75 \mu A$ und $U_{\text{ref}} = 2,495 V$ wird

$R_5 = 33,2 \text{ k}\Omega$. Über R_1 muss dann die Differenz $7,495 \text{ V} - 2,495 \text{ V} = 5 \text{ V}$ abfallen.

Damit wird $R_1 = \frac{5\text{ V}}{75\text{ }\mu\text{A}} = 66,6\text{ k}\Omega$. Die vorgesehen Normwiderstände (R_{11} ; R_{12} in der Gesamtschaltung) sind damit bestätigt.

Die Anzeige einer Überschreitung der negativen Grenze soll ebenfalls mit der gleichen LED erfolgen. Die negative Spannungsgrenze von $-1,495\text{ V}$ wird mit einer Schaltung realisiert, bei der die $+U_{\text{refTL431}}$ den Wert von $2,495\text{ V}$ unterschreitet. Damit wird der TL431 nichtleitend und die Spannung über dem TL431 steigt an. Der Strom i_{qR4} wechselt über der Diode D3 ($U_D = 0,7\text{ V}$) auf die Parallelschaltung R_5 ; R_1 (diese Parallelschaltung entsteht, weil der Ausgang des OPV dann auch nahe an der negativen Betriebsspannung liegt, der Abstand von einem Volt kann zur Vereinfachung vernachlässigt werden, da der Fehler auf der sicheren Seite entsteht). Der Strom durch R_4 ; D3 muss dann einen Spannungsabfall $> +U_{\text{ref}}$ über dieser Parallelschaltung erzeugen.

Mit dem Ansatz $2,495\text{ V} = I_{R5;R1} \cdot \frac{R_5 \cdot R_1}{R_5 + R_1}$ wird $I_{R5;R1} = 113\text{ }\mu\text{A}$. Dieser Strom muss mindestens über R_4 in die Parallelschaltung fließen, damit $+U_{\text{refTL431}}$ überschritten wird. Mit

$I_{R5;R1} = 113\text{ }\mu\text{A}$ oder größer lässt sich $R_{4\text{max}}$ bestimmen.

$$R_{4\text{max}} = \frac{U_{\text{batt min}} - U_D}{I_{R5;R1}} = 69,9\text{ k}\Omega.$$

Der vorgesehene Widerstand $R_{29} = 16\text{ k}\Omega$ ist $< 69,9\text{ k}\Omega$ und damit zulässig.

Die Ansteuerung des TL431, der den Strom I_{q4} umschaltet, erfolgt über die Widerstände R_2 ; R_3 . Dabei ist R_3 mit $+U_{\text{ref}}$ verbunden. Die Spannung $+U_{\text{ref}}$ liegt $2 \cdot +U_{\text{ref}} = 4,99\text{ V} \sim 5\text{ V}$ über U_{batt} . Sofern nun U_{aopv} den GND um $1,495\text{ V}$ unterschreitet, soll über R_2 die Spannung an dem Knoten R_2 ; R_3 gleich oder kleiner $+U_{\text{refTL431}}$ werden.

Der Strom durch R_2 wird zu $70\text{ }\mu\text{A}$ festgelegt. Damit ergibt sich

$$R_2 = \frac{1,495\text{ V}}{70\text{ }\mu\text{A}} = 21,35\text{ k}\Omega \text{ (gewählt } 22\text{ k}\Omega\text{)}.$$

Der Spannungsabfall bei über R_3 soll bei $70\text{ }\mu\text{A}$ $2,495\text{ V}$ betragen. Damit wird

$$R_3 = \frac{2,495\text{ V}}{70\text{ }\mu\text{A}} = 35,64\text{ k}\Omega.$$

Mit der vorgegebenen Widerstandkombination 22 k ; 47 k würde die Schaltung bei geringerer negativer Übersteuerung ansprechen. Um den vollen negativen Aussteuerbereich zu nutzen, sollte R_{28} auf $36\text{ k}\Omega$ festgelegt werden.

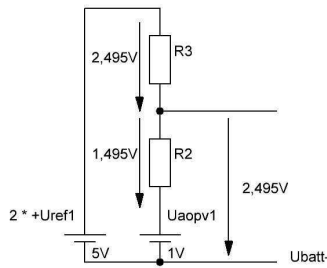


Abbildung 13: Verhältnisse bei negativer Übersteuerung

Ergebnisse der Berechnung:

In der vorgegeben Schaltung sollten folgende Änderungen vorgenommen werden:

$$R_{22} = 100 \, \Omega; R_{23} = 10 \text{ k}\Omega; R_{28} = 36 \text{ k}\Omega$$

Diese Änderungen betreffen Optimierungen. Die anderen Werte können beibehalten werden.

3.4 Differenzmessverstärker

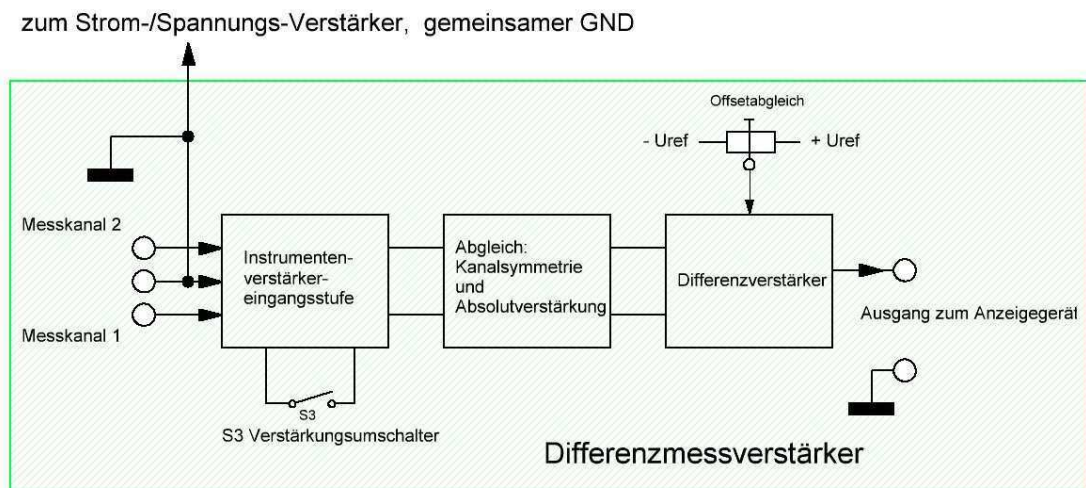


Abbildung 9c: Differenzmessverstärker

Dieser Verstärker besitzt drei wesentliche Komponenten.

- Die Eingangsstufe, deren Verstärkung mit S3 von 2 auf 100 einstellbar ist.
- Die Abgleichstufe

- Den nachfolgenden Differenzverstärker mit $V = 10$

Die Eingangsstufe ist nach dem Prinzip Instrumentenverstärker entworfen. Bei diesem Typ kann die Verstärkung für beide Kanäle mit einem einzigen Widerstand R_v eingestellt werden. Dadurch ist eine hohe Symmetrie gewährleistet und eine hohe Gleichtaktunterdrückung sichergestellt. Bei dieser Schaltung wird die hohe Verstärkung in der ersten Stufe realisiert.

Es ergibt sich der Vorteil, dass beide Eingänge den hohen Eingangswiderstand des nicht-invertierenden Verstärkers haben und wenn sich beide Eingangsverstärker z.B. auf einem Chip befinden, ist ein hoher Kanalgleichlauf gegeben, der nur von der Qualität der Rückkopplungswiderstände R_r abhängt.

Die Verstärkung des Instrumentenverstärkers ist über folgende Gleichung definiert, wenn die Verstärkung zu $V_{OP4} = 1$ gewählt wird:

$$U_a = (U_{e1} - U_{e2}) \cdot \left(1 + 2 \cdot \frac{R_r}{R_v} \right)$$

Damit wird $V(\Delta U) = 1 + 2 \cdot \frac{R_r}{R_v}$

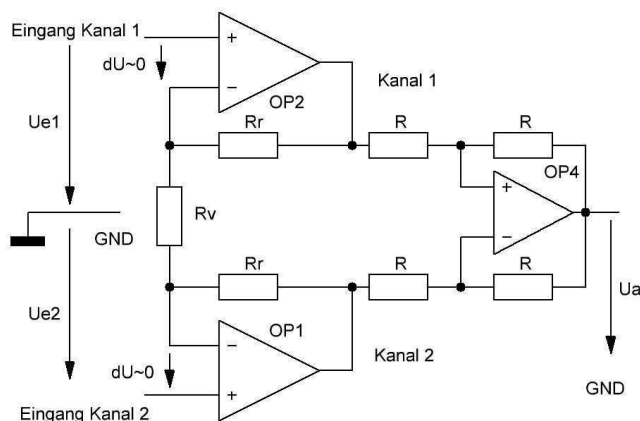


Abbildung 14: Prinzip des Instrumentenverstärkers

Für eine $V_{OP4} \neq 1$ wird die Gesamtverstärkung:

$$V_{ges} = V(\Delta U) \cdot V_{OP4}$$

In der vorgegebenen Schaltung ist der Differenzverstärker als Instrumentierungsverstärker mit einer folgenden Stufe mit $V=10$ realisiert. Dabei ist die einstellbare hohe Span-

nungsverstärkung $V = 100$ in OP1 und OP2 verlagert. Die Verstärkung wird von dem Widerstand R_9 (nicht bestückt) und den parallel liegenden Widerständen R_6 , R_7 , R_8 bestimmt. Sofern R_9 nicht bestückt wird, kann ein anderer Verstärkungsbereich eingestellt werden. Der Knoten R_6 ; R_7 ist über $1\text{ M}\Omega$ mit dem Bezugspotential GND verbunden. Damit wird der Massebezug vorgegeben. Durch den Schalter S1 ist die Verstärkung von $V = 2$ auf $V = 100$ umschaltbar. Wird S1 als Stufenschalter ausgeführt, sind mit zusätzlichen Widerständen auch andere Verstärkungen möglich. OPV1 und OPV2 werden mit einem LTC 1051 (siehe Anlage) realisiert.

Der Offsetabgleich für die Differenzverstärkerausgangsstufe wird mit P4 vorgenommen.

Da die Spannung an den Referenzspannungen abgegriffen wird, entsteht so ein Teiler, der die Referenzspannungen im Verhältnis $\frac{\frac{P4}{2}}{\frac{P4}{2} + R_{22}; R_{23}}$ teilt. Das Teilverhältnis ergibt sich zu $0,999 \cdot 10^{-3} \sim 10^{-3}$. Damit ist der einstellbare Spannungsbereich $\pm 2,495\text{ mV}$.

Diese Spannung wird über R_{19} ($1\text{ M}\Omega$) und P3 auf den invertierenden Eingang von OPV3 eingekoppelt. P3 dient zur Feineinstellung. Am Ausgang des OPV3 kann das verstärkte Differenzsignal abgegriffen werden.

OPV1 und OPV2 sind jeweils Tiefpässe mit $f_g = 159\text{ Hz}$ vorgeschaltet, um Störimpulse zu unterdrücken.

Die Abgleichstufe

Zwischen die Eingangsstufe und den Ausgangsdifferenzverstärker OP3 ist eine Widerstands-kombination zum Feinabgleich des Kanalgleichlaufes und der Gesamtverstärkung eingefügt. Der Grundgedanke für den Verstärkungsabgleich ist, die Verstärkung der zweiten Stufe etwas höher als $V = 10$ vorzugeben und durch einen einstellbaren, auf beide Kanäle gleich wirkenden, Spannungsteiler genau auf den gewünschten Wert einzustellen. Für die Symmetrieeinstellung wird ebenfalls ein differentieller Teiler gegen GND genutzt.

Dazu sind nach den Eingangsstufen die Widerstände R_{12} ; R_{13} eingefügt. Diese Widerstände sind mit $1\text{ k}\Omega$ klein gegenüber den Teilerwiderständen P2 ($100\text{ k}\Omega$) für die Verstärkungseinstellung und $P4 + R_{14} + R_{15}$ zu je $100\text{ k}\Omega$ gewählt, damit deren Einfluss ($0,3\% - 1\%$) beim Verstellen gering bleibt.

P4 dient zur Einstellung der Symmetrie und der Stellbereich ist mit den Widerständen R_{22} und R_{23} eingeschränkt. Die Mittelstellung von P4 entspricht etwa 0 V . P2 teilt die Spannungen beider Kanäle symmetrisch.

Noch eine Anmerkung zu den Widerständen R_1 , R_2 : Diese Widerstandswerte bilden den eigentlichen Eingangswiderstand gegenüber GND. Der Wert $2,2\text{ M}\Omega$ ist für die vorgegebene Schaltung ein Kompromisswert. Der eigentliche Eingangswiderstand des Verstärkers ist so hoch, dass beispielsweise aufgeladene Kondensatoren C_1 , C_2 erst nach mehreren Sekunden ihre Ladung verlieren. Damit entsteht eine Ausgangsspannung auch dann, wenn kein Messsignal anliegt. Deshalb sind R_1 , R_2 zur Entladung und zum Bezug der offenen Eingänge auf GND wichtig. Sollte es notwendig sein Spannungsquellen zu messen, die einen wesentlich höheren Ausgangswiderstand haben, müssten R_1 , R_2 entsprechend höher gewählt oder nur während der Messung entfernt werden. Es muss immer sichergestellt sein, dass die zu messende Schaltung einen definierten Bezug zu GND hat, da sonst die Eingänge floaten.

Die Anordnung eines zweipoligen Schalters auf der Platine würde eine Trennung von R_1 , R_2 während eines Messvorganges erleichtern.

Symmetrie- und Verstärkungsabgleich

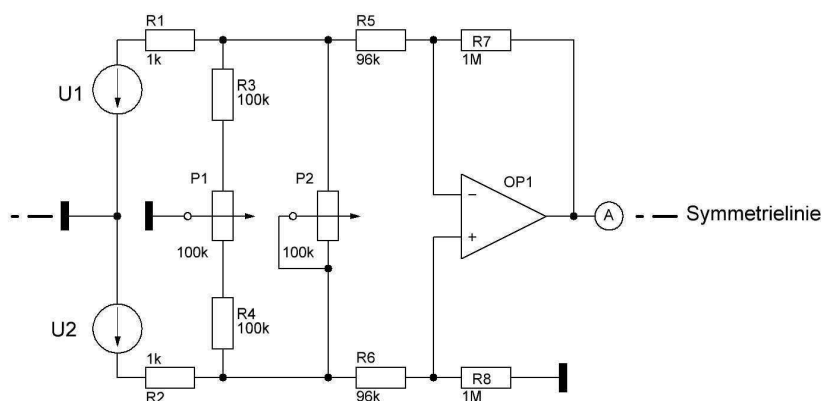


Abbildung 15: Symmetrie und Verstärkungsabgleich

Diese Abbildung ist die zu berechnende Anordnung. Bei der Berechnung wird die Symmetrie der Schaltung zur Vereinfachung genutzt. Die Potentiometer werden als, vom jeweiligen Einstellfaktor α , β , das kann der Drehwinkel oder einfach ein Wertebereich von 0 bis 1 sein, abhängige Widerstände betrachtet. In Abbildung 16 ist die Symmetrielinie eingezeichnet. Damit kann die Schaltung weiter, wie auf der folgenden Seite dargestellt, vereinfacht werden.

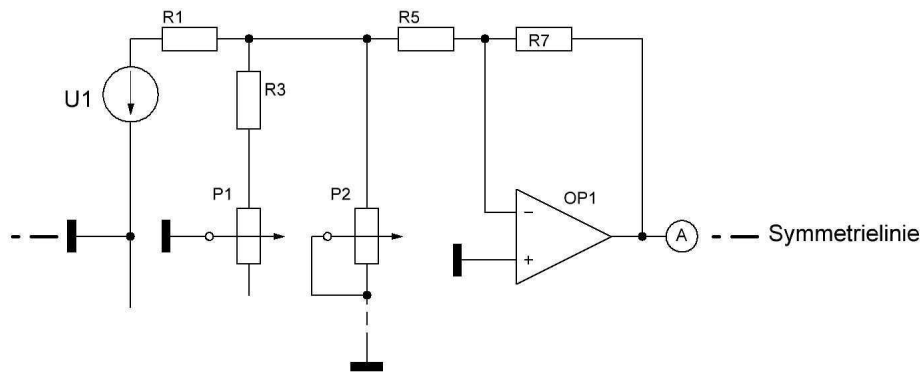


Abbildung 16: Vereinfachte Schaltung der Abgleichstufe

Zu Berechnung wird die Parallelschaltung der $\frac{P1}{2} + R_3$ und P2 als $R_{par}(\alpha, \beta)$ bezeichnet, der Widerstand $R1 < R0$ und der Eingangswiderstand des OPV als R_1 .

In der Abbildung 17 sind diese Schritte dargestellt.

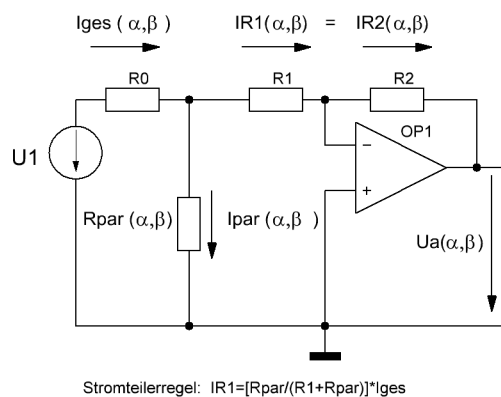


Abbildung 17: Vereinfachung der Abgleichschaltung für die Berechnung

Die Verstärkung ist abhängig von der Einstellung des Widerstandes $R_{par}(\alpha, \beta)$. Der Widerstand $R_{par}(\alpha, \beta)$ ergibt sich aus der Parallelschaltung von $R_p(\alpha)$ und $R_x(\beta)$.

Für den Widerstand $R_x(\beta)$ wurde ein Massebezug für beide Seiten angenommen. Das ist zulässig, weil $R_x(\beta) \gg R_0$ ist und seine Änderung zugleich beide Kanäle betrifft und weil sein Einfluss im ungünstigsten Fall (maximale Verstärkungsabweichung der Kanäle) max.10 % wird. Sollte β sich bei der Dimensionierung als sehr kleiner Wert (< 0.1) ergeben, dann ist es notwendig, einen wesentlich aufwändigeren Berechnungsansatz zu wäh-

len, da dann der Innenwiderstand der jeweils anderen Kanalseite als in Reihe geschaltet anzusehen ist.

Da in der Schaltung nur Normwiderstände eingesetzt werden sollen und ein Abgleich der Einzelwiderstände entfällt, ist es notwendig, nachdem eine erste Grobdimensionierung erfolgt ist (siehe Vorgaben), eine Feindimensionierung iterativ vorzunehmen.

Dieser Vorgang wurde mit dem Programm Mathcad durchgeführt und auf den folgenden Seiten vorgestellt. Es ergibt sich eine Schaltungsdimensionierung dieses Schaltungsteiles.

Berechnung der Symmetrie- und Verstärkungseinstellung:

Für die Berechnung wird der innerhalb der Schraffur befindliche Schaltungsteil in einen aktiven Zweipol, der mit dem Widerstand R_1 belastet ist, umgerechnet. Die Spannung an P1 ist dann die steuernde Spannung am OPV. Hier wurde nur der Teil des folgenden OPV betrachtet, bei dem der invertierende Eingang gesteuert wird, denn hier ergibt sich die höchste Belastung durch R_1 (virtuelle Masse). Die leichte Unsymmetrie zum nichtinvertierenden Eingang, der ja den höheren Eingangswiderstand aufweist, beträgt wegen $R_{02} = 0,01 \cdot R_{12}$, wobei die "2" den nichtinvertierenden Eingang indiziert, etwa 1%. Das lässt sich leicht mit dem Symmetrierpotentiometer R_p abgleichen.

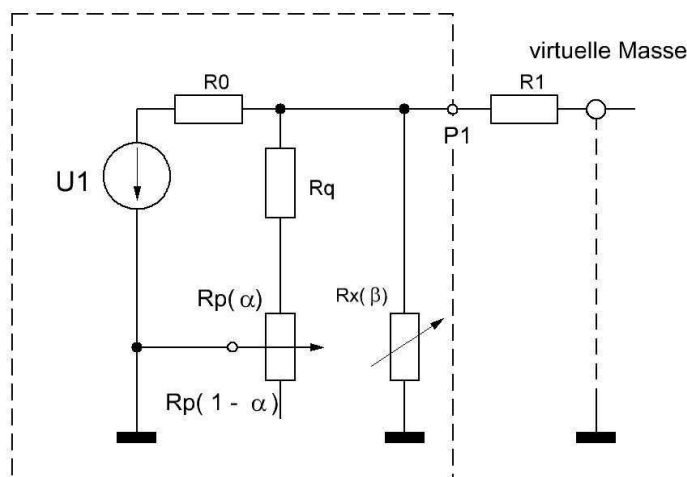


Abbildung 18: Zusammenfassung des Parallelwiderstandes

Ansatz:

Da der Drehwinkel β nur den Wert der Spannung an P1 beeinflusst und nicht in die Symmetrieeinstellung eingreift, wird zunächst $\beta = 0,5 = \text{konstant}$ gesetzt. Damit geht der

Wert des R_x nur zur Hälfte in die Rechnung ein. Durch Ändern dieses Wertes im Bereich $0 < 0,5 < 1$ lässt sich die Spannung an P1 und damit die Verstärkung des Gesamtverstärkers in weiten Grenzen einstellen. Wegen $R_x = 100 \cdot R_0$ braucht R_x maximal nur um den Wert der Summe aller Widerstandstoleranzen, d.h. ca. +10 %, -10 %, d.h. $0,45 < \beta < 0,55$, verstellt zu werden. Die Grundverstärkung $V_0 = \frac{R_2}{R_1}$ des OPV sollte bei $\alpha = 0,5$ und $\beta = 0,5$ zu $1,1 \cdot V_{soll}$ gewählt werden. Damit lässt sich V_{soll} mit $R_x(\beta)$ bei ungünstigen Toleranzen einstellen.

Die Gesamtverstärkung ergibt sich, wenn man den Strom I_{R1} durch R_1 bestimmt und dann $U_a = I_{R1} \cdot R_2$ berechnet.

1. Berechnung des von U1 angetriebenen Gesamtstromes:

$$I_{ges} = \frac{U_1}{R_0 + R_{parges}} \text{ mit } R_{parges} = \left(\frac{1}{R_q + R_p(\alpha)} + \frac{1}{R_x(\beta)} + \frac{1}{R_1} \right)^{-1}$$

2. Dieser Strom teilt sich in den Strom R_1 und den Strom durch die Parallelschaltung von $R(\alpha) = R_x(\beta) \parallel (R_p(\alpha) + R_q)$. Zunächst wird $R(\alpha)$ berechnet:

$$R(\alpha) = \frac{R_x(\beta) \cdot (R_q + R_p(\alpha))}{R_x(\beta) + (R_q + R_p(\alpha))}$$

3. Dann wird mit der Stromteilerregel der Strom I_{R1} durch R_1 bestimmt:

$$I_{R1} = \frac{R(\alpha)}{R_1 + R(\alpha)} \cdot I_{ges} = \frac{R(\alpha)}{R_1 + R(\alpha)} \cdot \frac{U_1}{R_0 + R_{parges}} = U_1 \cdot \frac{R(\alpha)}{R_1 + R(\alpha)} \cdot \frac{1}{R_0 + R_{parges}}$$

4. Wegen $I_{R2} = I_{R1}$ gilt auch:

$$I_{R2} = U_1 \cdot \frac{R(\alpha)}{R_1 + R(\alpha)} \cdot \frac{1}{R_0 + R_{parges}}$$

5. Das Produkt $R_2 \cdot I_{R2}$ ergibt die invertierte OPV-Ausgangsspannung U_a

$$U_a = I_{R2} \cdot R_2 = U_1 \cdot \frac{R(\alpha)}{R_1 + R(\alpha)} \cdot \frac{R_2}{R_0 + R_{\text{parges}}}$$

6. Damit ergibt sich die Verstärkung als Quotient $V = \frac{U_a}{U_1}$

$$V(\alpha) = \frac{R(\alpha)}{R_1 + R(\alpha)} \cdot \frac{R_2}{R_0 + R_{\text{parges}}}$$

In diesem Ausdruck sind die Variablen α und β als Koeffizienten für die Widerstände $R_p(\alpha)$ und $R_x(\beta)$ enthalten. Es gilt jeweils $R_p(\alpha) = R_p \cdot \alpha$ und $R_x(\beta) = R_x \cdot \beta$. Da sich der Wert $R_p(\alpha)$ auf der anderen Seite des Potentiometers gegenläufig ändert, gilt $R_{p1}(\alpha) = R_p(1 - \alpha)$, dass $R_x(\beta)$ symmetrisch wirkt und weiterhin dass $R_x(\beta) = R_x \cdot \beta$ ist. Zur Bestimmung der Einstellbereiche wird β zunächst 0,5 = konstant gehalten und der Verstärkungsabgleich $V(\alpha)$ und $V(1 - \alpha)$ in einem Diagramm dargestellt. Wichtig ist, dass im Bereich $0 < \alpha < 1$ der gesamte mögliche Toleranzbereich +10 %, -10 % durchlaufen wird. Dieser Bereich lässt sich mit R_q beeinflussen.

Berechnungsbeispiel:

Als Werte der Bauelemente werden zunächst die abgeschätzten Normwerte verwendet. Anschließend ändert man diese Werte in sinnvoller Reihenfolge so, dass die Verstärkungskurven $V(\alpha)$ und $V(1 - \alpha)$ bei $\alpha = 0$ und $\alpha = 1$ einen Abstand von ca. 20 % haben. Durch Variation von β lässt sich dann kontrollieren, ob sich diese Kurven auf $V = 10$ schieben lassen. In dem Beispieldiagramm wurde bei $\alpha = 0,5$, d.h. beide Verstärkungskanäle verstärken absolut gleich, mittels Auswahl von $\beta = 0,58$ die Gesamtverstärkung auf 10 eingestellt. In dem Diagramm sind $V = 10$, $V = 10,1$ und $V = 9,9$ magenta als Referenzlinien eingetragen. Die so ermittelten Widerstandswerte gelten für die aufzubauende Schaltung.

Variable Koeffizienten durch Potentiometereinstellung:

$$\alpha = 0; 0,1 \dots 1 \quad \beta = 0,58$$

Ermittelte Normwiderstände:

$$R_1 = 96 \text{ k}\Omega \quad R_x = 250 \text{ k}\Omega \quad R_0 = 1,5 \text{ k}\Omega \quad R_q = 47 \text{ k}\Omega \quad R_p = 100 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 1 \text{ M}\Omega$$

Definitionen für die Berechnung:

$$R_{p1} = R_p \quad R_x(\beta) = R_x \cdot \beta \quad R_p(\alpha) = R_p \cdot \alpha \quad R_{inv}(\alpha) = R_q + R_{p1} \cdot (1 - \alpha)$$

Berechnung für $R_p(\alpha) = R_p \cdot \alpha$

$$R(\alpha) = \frac{R_x(\beta) \cdot (R_q + R_p(\alpha))}{R_x(\beta) + (R_q + R_p(\alpha))} \quad R_{es} = \frac{R(\alpha) \cdot R_1}{R(\alpha) + R_1} \quad Ver(\alpha) = \frac{R(\alpha)}{R_1 + R(\alpha)} \cdot \frac{R_2}{R_0 + R_{parges}}$$

Berechnung für $R_p(\alpha) = R_p \cdot (1 - \alpha)$

Hier wird $R_{inv}(\alpha)$ anstelle für $R_q + R_p(\alpha)$ eingesetzt.

$$R_z(\alpha) = \frac{R_x(\beta) \cdot (R_{inv}(\alpha))}{R_x(\beta) + R_{inv}(\alpha)} \quad R_{el}(\alpha) = \frac{R_z(\alpha) \cdot R_1}{R_z(\alpha) + R_1} \quad Ver1(\alpha) = \frac{R_z(\alpha) \cdot R_2}{R_z(\alpha) + R_1} \cdot \frac{1}{R_0 + R_{el}(\alpha)}$$

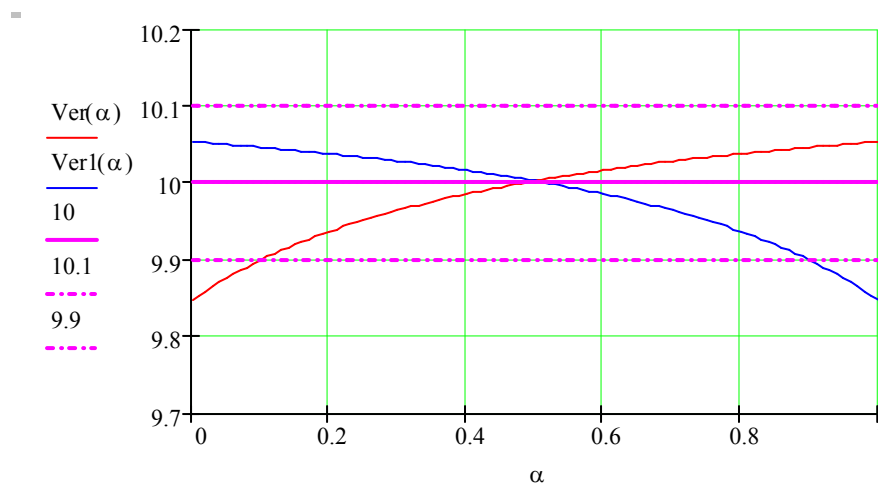


Abbildung 19: Verstärkung in Abhängigkeit vom Drehwinkel

Ergebnisse der Berechnungen:

Die überschlägige Dimensionierung der Schaltung wurde nachgerechnet. Bis auf geringfügige Änderungen kann diese übernommen werden.

In der vorgegeben Schaltung sollten folgende Änderungen vorgenommen werden:

$$R_{22} = 100 \, \Omega; R_{23} = 10 \, \text{k}\Omega; R_{28} = 36 \, \text{k}\Omega$$

Diese Änderungen betreffen Optimierungen. Die anderen Werte können beibehalten werden.

In der Abgleichstufe ist es sinnvoll, einen zweipoligen Schalter auf der Platine anzuordnen, der die Widerstände R_1 , R_2 bei einem Messvorgang voneinander und von GND abtrennen kann.

4. Platine

4.1 Platinengestaltung

Die Erstellung der Platine erfolgte mit dem Programm EAGLE Layout Editor Version 4.16R2 [A-2]. Die Platine ist insgesamt 10 x 15 cm groß [A-3; A-4]. Alle Bauelemente (siehe Stückliste Platine) wurden von der Fa. Conrad geliefert [A-1]. Die Platine wurde manuell bestückt. Die Werte der Bauelemente sind jeweils kontrolliert worden.

Bei der Erstellung der Platine wurde aus Gründen der Übersichtlichkeit eine räumliche Trennung zwischen Strom- und Spannungsverstärkung und Differenzverstärker eingehalten. Die Bauelemente sind platzsparend so angeordnet, dass eine gegenseitige Beeinflussung weitgehend vermieden wird.

Die Bestandteile der Strom- und Spannungsverstärkung befinden sich in der oberen Hälfte; die Bauelemente der Differenzspannungsverstärkung in der unteren Hälfte. Die Anordnung der OPV wurde so gewählt, dass lange Leiterzugbahnen (und damit kapazitive Lasten) vermieden werden. Die Anschlüsse wurden an Steckverbinder an den Platinenseiten geführt.

Für den Einbau in ein Gehäuse sind an den Ecken der Platine jeweils 5 mm Bohrungen vorgesehen.

4.2 Prüfung und Inbetriebnahme des Verstärkers

Vor der Inbetriebnahme des Verstärkers erfolgt eine visuelle und eine taktile Prüfung der Platine, um Störfälle und Funktionsuntüchtigkeit vor dem Anlegen der Betriebsspannung zu vermeiden. Für die Inbetriebnahme wird als Unterlage für die Platine günstigerweise eine nicht leitende Unterlage (trockenes Holz) verwendet. Nicht zu empfehlen sind wegen der Möglichkeit statischer Aufladungen hochisolierende Plastikunterlagen.

4.2.1 Kontrolle ohne Betriebsspannung

Zur Prüfung gehört eine Sichtkontrolle, bei der die Durchkontaktierungen und Lötverbindungen der Bauteile mit der Platine auf „kalte“ Lötstellen kontrolliert werden. Sie stellen Fehlkontaktierungen dar und können zu schwer auffindbaren, intermittierenden Störun-

gen führen. Unsicher erscheinende Lötstellen wurden nachgelötet. Es erfolgte eine zusätzliche Kontrolle der eingebauten Widerstände.

4.2.2 Anlegen der Betriebsspannung

Für die Erst-Inbetriebnahme wird ein Stromversorgungsgerät mit einstellbarer Spannung und Strombegrenzung verwendet.

Es wird in folgenden Schritten vorgegangen:

1. Ohne den Verstärker anzuschließen, wird die Strombegrenzung des Stromversorgungsgerätes auf einen Wert etwas (10 %- 20 %) über der zu erwartenden Stromaufnahme ($\sim 8,5$ mA) des Verstärkers eingestellt. Im vorliegenden Fall werden 10 mA gewählt.
2. Dann wird die Ausgangsspannung der Stromversorgung auf 0 V gehalten und der Verstärker polaritätsrichtig angeschlossen.
3. Die sehr hochohmigen Messeingänge werden mit Widerständen (~ 1 M Ω) abgeschlossen, um zu vermeiden, dass eingestreute Brummspannungen oder Aufladungen bereits eine Aussteuerung des Verstärkers (bei Übersteuerung könnte ein schwankender Betriebsstrom auftreten) bewirken.
4. Danach wird Spannung vorsichtig unter Beobachtung des Stromes auf 5 V erhöht. Dann werden die Spannungswerte an den Referenzpunkten und an den aktiven Bauelementen kontrolliert.

4.2.3 Abgleich

Im nächsten Schritt wird der Offsetabgleich durchgeführt. Die Abschlusswiderstände aus 4.2.2 bleiben dabei erhalten.

Dieser Abgleich erfolgt für die Funktionseinheiten nacheinander.

4.2.3.1 Abgleich der Funktionseinheit Strom- und Spannungsmessverstärker.

Zunächst wird das Teilsystem Spannungsmessung eingestellt und die Spannung des Ausgangsverstärkers auf 0 V abgeglichen (P2).

Anschließend wird das Teilsystem Strommessung eingestellt. Günstig ist es, hier die Bandbegrenzung (C1) einzuschalten. Mittels P1 wird die Spannung des Ausgangsverstärkers dann auf 0 V eingestellt. Zur Kontrolle wird anschließend zwischen Spannungsmes-

sung und Strommessung hin und her geschaltet. Die Spannung am Ausgang muss auf 0 V bleiben.

4.2.3.2 Abgleich der Funktionseinheit Differenzverstärker

Bei der Funktionseinheit Differenzverstärker sind abzugleichen:

- a) Offset
- b) Verstärkungssymmetrie
- c) Absolute Verstärkung

a) Zunächst wird die maximale Verstärkung eingestellt und ein Offsetabgleich vorgenommen.

Sofern der Offset den Verstärker bei V_{max} bereits übersteuert, wird bei verringerter Verstärkung zunächst ein Nullabgleich vorgenommen und dann die Verstärkung hochgeschaltet.

b) Anschließend werden beide Eingänge verbunden und eine geringe Messspannung (0,1 mV...1 mV) angelegt. Für die Symmetrieeinstellung ist dieser Wert unkritisch, solange er keine Übersteuerung bewirkt.

Mit dem Symmetrieeinstellwiderstand wird nun die Ausgangsspannung auf 0 V eingestellt.

c) Der letzte Schritt dient der Einstellung der Absolutverstärkung.

Da mit dem Verstärker auch der Wert geringer Spannungsdifferenzen gemessen werden soll, muss der Verstärkungsfaktor bekannt sein. Die Grunddimensionierung des Verstärkers wurde so vorgenommen, dass die sich unter Berücksichtigung aller Toleranzen einstellenden Verstärkungen etwas ($> 5\%$) über den Sollverstärkungen $V_{soll} = 20 \times; 1000 \times$ liegt. Mittels der beiden Kanäle des gemeinsamen Spannungsteilers kann der Verstärkungsfaktor nun eingestellt werden.

Dazu muss an die Eingänge eine bekannte, möglichst genaue, Spannungsdifferenz U_{esoll} (z.B. 50 mV; 1 mV) angelegt werden. Diese wird mit engtolerierten Spannungsteilern und einer hochgenauen externen Messanordnung bereitgestellt. Der Ausgang des Differenzverstärkers muss dann auf den Wert $U_a = V_{soll} \times U_{esoll}$ (1 V; 1 V) eingestellt und ge-

messen werden. Die Summe der Toleranzen der Messanordnungen (z.B. je 0,1 %) am Eingang und am Ausgang bestimmt die Ungenauigkeit auf 0,2 %.

Anmerkung: Alle eingestellten Werte sind nur für den Temperaturwert, bei dem der Abgleich vorgenommen wurde, gültig. Deshalb sollte der Abgleich bei einer Raumtemperatur vorgenommen werden, die etwa der Einsatztemperatur (20 °C) des Verstärkers entspricht.

Für die eingesetzten OPV wird in den Datenblättern eine Offsetdrift von 10 nV/ °C angegeben.

Alle MS-Widerstände besitzen den gleichen Temperaturkoeffizienten (50 ppm/ °C). Wegen des symmetrischen Aufbaus des Differenzverstärkers werden beide Kanäle etwa den gleichen Temperaturgang aufweisen. Da für die Einstellwiderstände (Cermetschicht) in den Datenblättern 100 ppm/ °C angegeben sind, kann es zu einer geringfügigen Verstärkungsänderung bei starker Temperaturänderung kommen. Geringfügig deshalb, da dem Teilereinstellwiderstand mit 100 ppm/ °C zwei MS-Widerstände mit je 50 ppm/ °C, die in Reihe zum Signal liegen, vorgeschaltet sind. Entsprechendes gilt für den Offsetabgleich. Deshalb sollte vor einem Einsatz des Verstärkers eine Kalibrierkontrolle, ähnlich wie bei einem Oszilloskop, erfolgen, wenn genaue Absolutwerte gefordert werden.

5. Zusammenfassung und Ausblick

Die Zielsetzung, einen Messverstärker für das Messen sehr kleiner Ströme zu entwickeln, wurde erreicht. Dabei ist der Verstärker als Multimeter umgesetzt worden, d.h. es können sowohl Ströme und Spannungen als auch Differenzspannungen gemessen werden. Der Verstärker ist universell einsetzbar und nicht an ein Anwendungsgebiet gekoppelt.

Speziell für den Einsatz im Desinfektionsgerät KR1000 ist eine Messung der Ozonkonzentration möglich, wenn die UV-Photodioden an die Eingänge des Verstärkers angeschlossen werden. Genaue Messergebnisse dazu liegen nicht vor, können aber aufgenommen werden.

Der Einbau der Platine in ein Gehäuse wurde nicht realisiert, ist aber durch die vorhandenen Bohrungen jederzeit möglich. Dabei müssten die Jumper mit Schaltern verbunden werden, so dass eine einfache Umschaltung am Gehäuse möglich ist.

Literaturverzeichnis

- [1] **Hall-Effekt, Wikipedia;** <http://de.wikipedia.org/wiki/Hall-Effekt>
- [2] **Spannungsfolger, Wikipedia;** <http://de.wikipedia.org/wiki/Spannungsfolger>
- [3] **Strommessung, Elektronikkompendium;** <http://www.elektronik-kompendium.de/sites/grd/1505051.htm>
- [4] **Operationsverstärker, Elektronikkompendium;** <http://www.elektronik-kompendium.de/sites/bau/0209092.htm>
- [5] **Strommessgerät, Elektronikkompendium;**
<http://de.wikipedia.org/wiki/Strommessger%C3%A4t>
- [6] **Dreheisenmesswerk, Wikipedia;**
<http://de.wikipedia.org/wiki/Dreheisenmesswerk>
- [7] **Drehspulmesswerk, Wikipedia;** <http://de.wikipedia.org/wiki/Drehspulmesswerk>
- [8] **Kompensation, Wikipedia;**
[http://de.wikipedia.org/wiki/Kompensation_\(Technik\)](http://de.wikipedia.org/wiki/Kompensation_(Technik))
- [9] **Kondensator, Heinrich-Kleyer-Schule;** <http://www.heinrich-kleyer-schule.de/uploads/media/kondensator.pdf>
- [10] **Differenzverstärker, Elektronikkompendium;** <http://www.elektronik-kompendium.de/public/schaerer/diffamp.htm>
- [11] **Spannungskompensator, Wikipedia;** <http://de.wikipedia.org/wiki/Spannungskompensator>
- [12] **OPV, Elektronikkompendium;** <http://www.elektronik-kompendium.de/public/schaerer/opa1.htm>
- [13] **Invertierender OPV, Elektronikkompendium;** <http://www.elektronik-kompendium.de/sites/slt/0210141.htm>
- [14] **Nichtinvertierender OPV, Elektronikkompendium;** <http://www.elektronik-kompendium.de/sites/slt/0210151.htm>
- [15] **Transimpedanzverstärker, Wikipedia;**
<http://de.wikipedia.org/wiki/Transimpedanzverst%C3%A4rker>
- [16] **Schaltungsprinzipien, Gunter Wigand;** [Schaltungsprinzipien.pdf](#)

- [17] **UV-SiC-Photodiode, Uni-Online;** <http://www.uni-online.de/presse.php?id=416310>
- [18] **Fotodioden, Elektronikkompendium;** <http://www.elektronikkompendium.de/sites/bau/0111021.htm>
- [19] **Fotodiode, Wikipedia;** <http://de.wikipedia.org/wiki/Photodiode>
- [20] **E-Reihe, Wikipedia;** <http://de.wikipedia.org/wiki/E-Reihe>
- [21] **Lithiumbatterie;** <http://www.lithium-batterie.de/html/9vdc.htm>
- [22] **Lehrbuch der Experimentalphysik, Elektromagnetismus;** Bergmann, Schäfer u.a., Band 2, 8. Auflage, Verlag de Gruyter, 1999
- [23] **Informationselektronik, Operationsverstärker Schaltungen und Anwendungen,** Hiller, VEB Verlag Technik
- [24] **Elektrische Messtechnik,** Elmar Schrüfer, 8. Auflage, HANSER, Seite 130
- [25] **Elektronische Bauteile; Funktionen, Grundsaltungen, Modellierung mit SPICE,** Michael Reisch, Springer
- [26] **Unveröffentlichte Manuskripte,** Wigand, Gunther, M&S-Firmenunterlagen
- [27] **Lineare und nichtlineare Analogschaltungen mit Operationsverstärkern,** Claus Kühnel, electronica Band 199, Militärverlag DDR

Anlagen

A-1

Stückliste Platine

Bauteil	Artikel (Wert)	Anzahl
OPV	LTC 1053	1
	LTC 1051	1
	TL431	5
Metallschicht- widerstände (in Ω)	2,2 M	2
	1 M	12
	100 k	9
	99 k	1
	96 k	2
	68 k	1
	47 k	1
	33 k	1
	25 k	2
	22 k	1
	16 k	2
	10,9 k	1
	10 k	5
	5,6 k	2
	100	1
	10	2
Potentiometer (in Ω)	100 k	2
	10 k	2
	5 k	1
	50	1
Kondensator (Polyester; in F)	1 n	10
	100 n	2
Leiterplatte		1

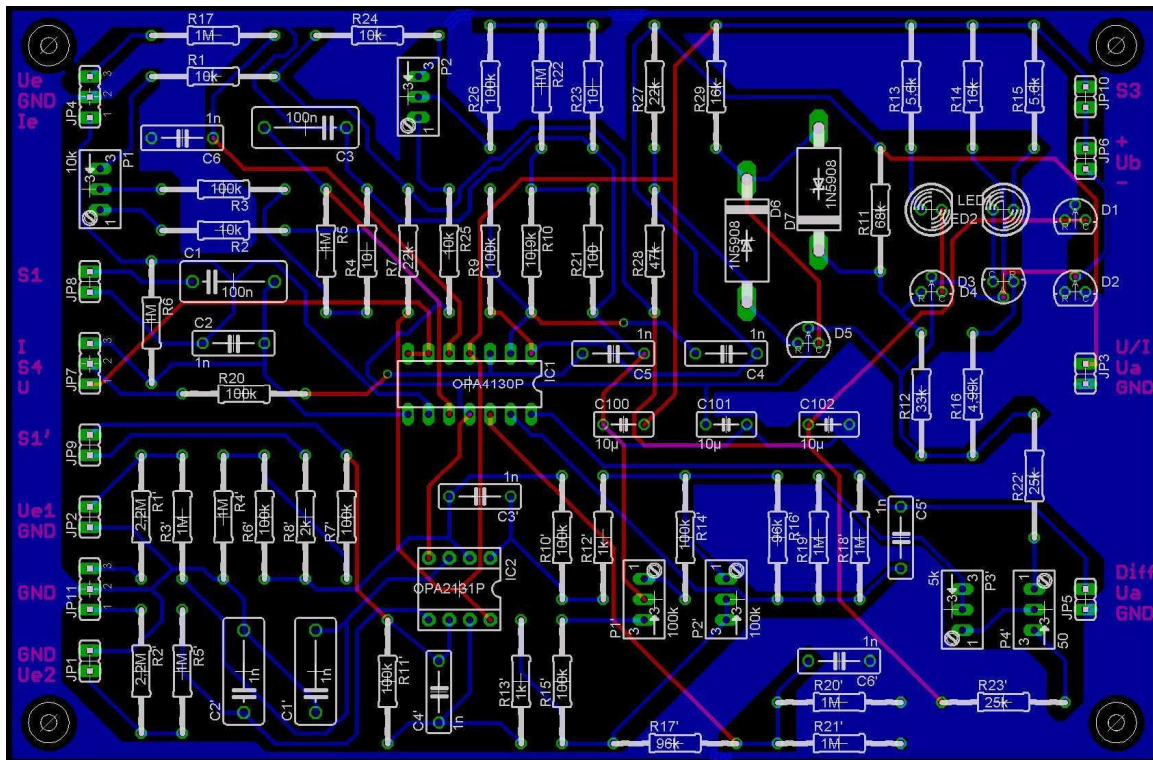
A-2

Platine EAGLE Layout Editor

blau: Leiterzüge und Masse Vorderseite

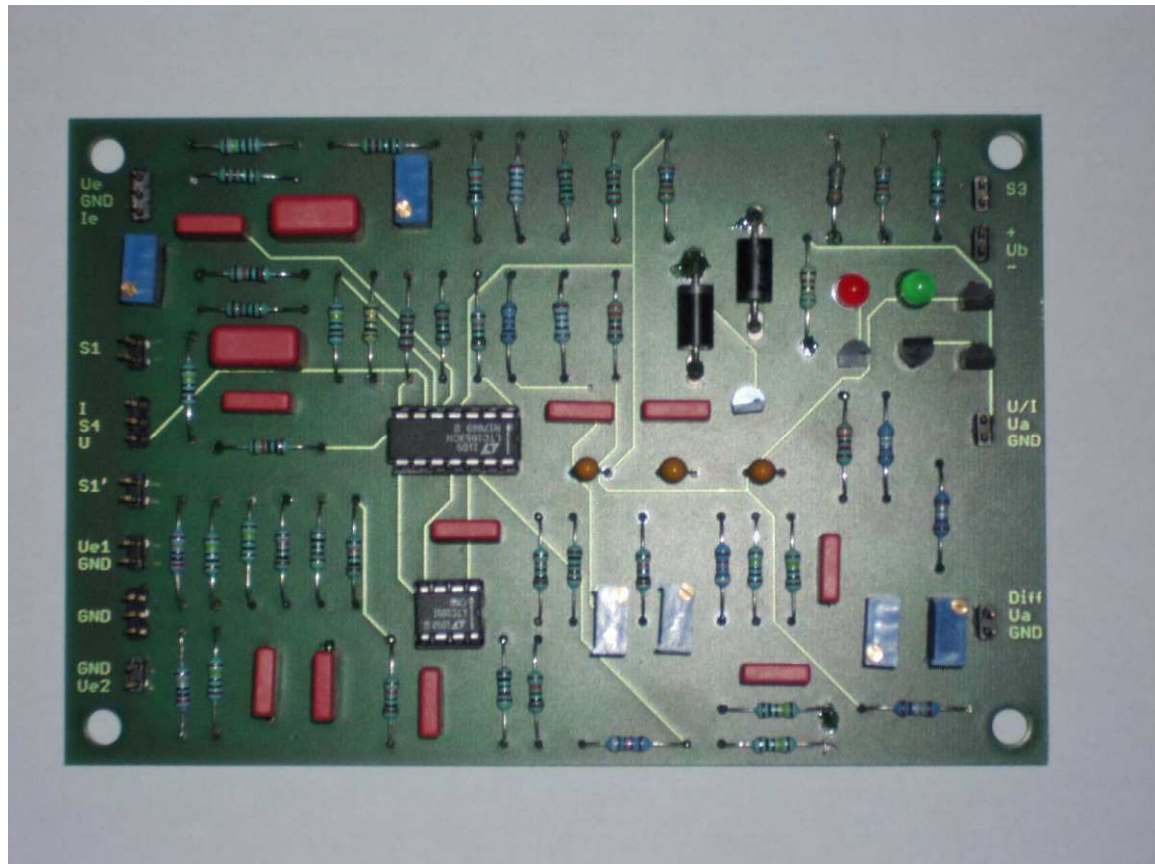
rot: Leiterzüge Rückseite

grün: Lötkontakte



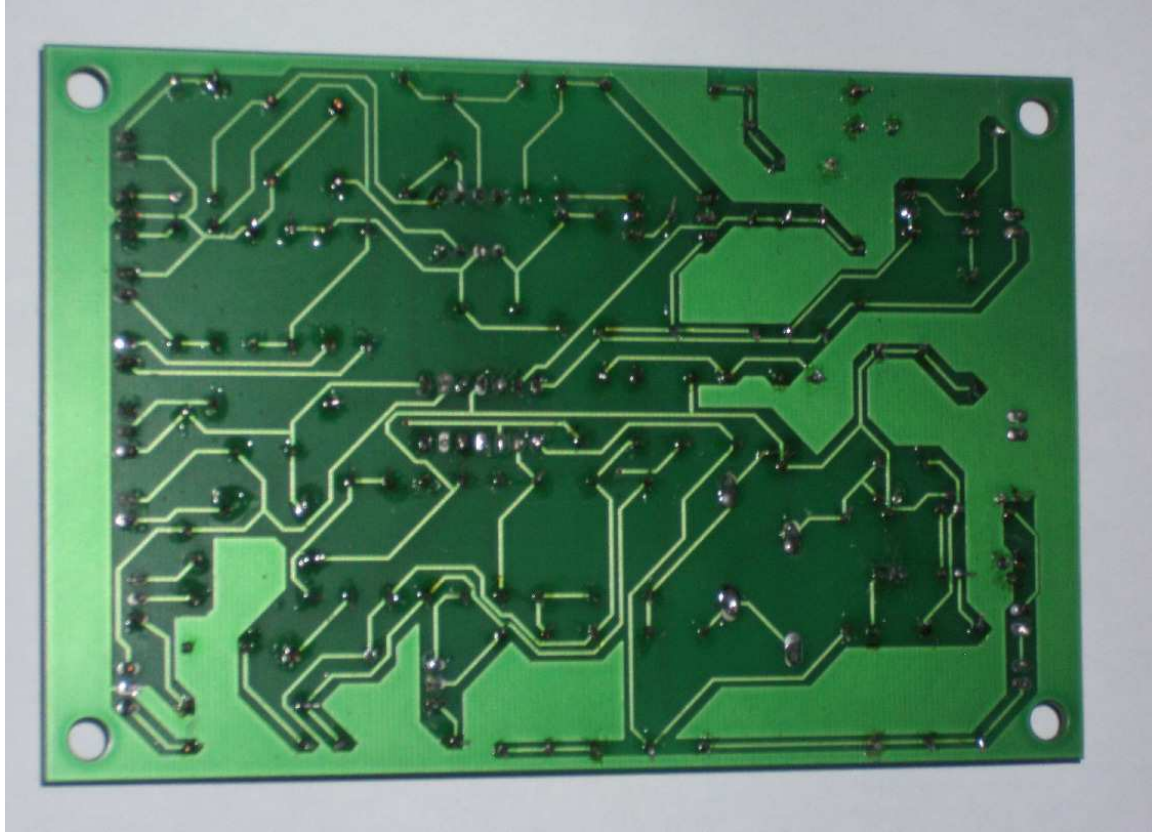
A-3

Platine Vorderseite



A-4

Platine Rückseite



Dual/Quad Precision Zero-Drift Operational Amplifiers With Internal Capacitors

FEATURES

- Dual/Quad Low Cost Precision Op Amp
- No External Components Required
- Maximum Offset Voltage: 5 μ V
- Maximum Offset Voltage Drift: 0.05 μ V/ $^{\circ}$ C
- Low Noise 1.5 μ V_{P-P} (0.1Hz to 10Hz)
- Minimum Voltage Gain: 120dB
- Minimum PSRR: 120dB
- Minimum CMRR: 114dB
- Low Supply Current: 1mA/Op Amp
- Single Supply Operation: 4.75V to 16V
- Input Common Mode Range Includes Ground
- Output Swings to Ground
- Typical Overload Recovery Time: 3ms
- Pin Compatible with Industry Standard Dual and Quad Op Amps

APPLICATIONS

- Thermocouple Amplifiers
- Electronic Scales
- Medical Instrumentation
- Strain Gauge Amplifiers
- High Resolution Data Acquisition
- DC Accurate R C Active Filters

 LTC and LT are registered trademarks of Linear Technology Corporation.

DESCRIPTION

The LTC[®]1051/LTC1053 are high performance, low cost dual/quad zero-drift operational amplifiers. The unique achievement of the LTC1051/LTC1053 is that they integrate on chip the sample-and-hold capacitors usually required externally by other chopper amplifiers. Further, the LTC1051/LTC1053 offer better combined overall DC and AC performance than is available from other chopper stabilized amplifiers with or without internal sample/hold capacitors.

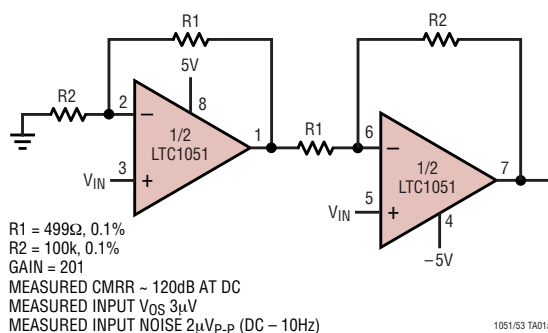
The LTC1051/LTC1053 have an offset voltage of 0.5 μ V, drift of 0.01 μ V/ $^{\circ}$ C, DC to 10Hz, input noise voltage typically 1.5 μ V_{P-P} and typical voltage gain of 140dB. The slew rate of 4V/ μ s and gain bandwidth product of 2.5MHz are achieved with only 1mA of supply current per op amp.

Overload recover times from positive and negative saturation conditions are 1.5ms and 3ms respectively, about a 100 or more times improvement over chopper amplifiers using external capacitors.

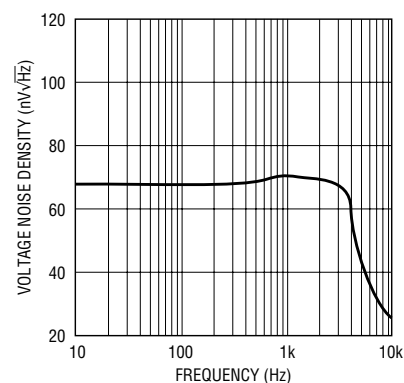
The LTC1051 is available in an 8-lead standard plastic dual-in-line package as well as a 16-pin SW package. The LTC1053 is available in a standard 14-pin plastic package and an 18-pin SO. The LTC1051/LTC1053 are plug in replacements for most standard dual/quad op amps with improved performance.

TYPICAL APPLICATION

High Performance Low Cost Instrumentation Amplifier



LTC1051 Noise Spectrum



LTC1051/LTC1053

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Total Supply Voltage (V^+ to V^-) 16.5V
 Input Voltage ($V^+ + 0.3V$) to ($V^- - 0.3V$)
 Output Short-Circuit Duration Indefinite

Operating Temperature Range

LTC1051M, LTC1051AM (OBSOLETE) .. -55°C to 125°C

LTC1051C/LTC1053C -40°C to 85°C

Storage Temperature Range -65°C to 150°C

Lead Temperature (Soldering, 10 sec) 300°C

PACKAGE/ORDER INFORMATION

<p>TOP VIEW</p> <p>N8 PACKAGE 8-LEAD PDIP $T_{JMAX} = 150^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 110^{\circ}\text{C/W}$</p> <p>J8 PACKAGE 8-LEAD CERDIP</p> <p>OBSOLETE PACKAGE Consider the N8 Package as an Alternate Source</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LTC1051CN8 LTC1051MJ8 LTC1051CJ8 LTC1051AMJ8 LTC1051ACJ8</p>	<p>TOP VIEW</p> <p>N PACKAGE 14-LEAD PDIP $T_{JMAX} = 150^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 65^{\circ}\text{C/W}$</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LTC1053CN</p>
<p>TOP VIEW</p> <p>SW PACKAGE 16-LEAD PLASTIC SO $T_{JMAX} = 150^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 90^{\circ}\text{C/W}$</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LTC1051CSW</p>	<p>TOP VIEW</p> <p>SW PACKAGE 18-LEAD PLASTIC SO $T_{JMAX} = 150^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 85^{\circ}\text{C/W}$</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LTC1053CSW</p>

Consult LTC Marketing for parts specified with wider operating temperature ranges.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at $T_A = 25^{\circ}\text{C}$. $V_S = \pm 5V$ unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	LTC1051/LTC1053			LTC1051A			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage			± 0.5	± 5		± 0.5	± 5	μV
Average Input Offset Drift	●		± 0.0	± 0.05		± 0.0	± 0.05	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
Long Term Offset Drift			50			50		$\text{nV}/\sqrt{\text{Mo}}$
Input Bias Current	LTC1051C/LTC1053C		± 15	± 65 ± 135		± 15	± 50 ± 100	pA pA
Input Offset Current	(All Grades)		± 30	± 125 ± 175		± 30	± 100 ± 150	pA pA
Input Noise Voltage (Note 2)	$R_S = 100\Omega$, DC to 10Hz $R_S = 100\Omega$, DC to 1Hz		1.5 0.4			1.5 0.4	2	$\mu\text{V}_{\text{p-p}}$ $\mu\text{V}_{\text{p-p}}$

10513fa

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at $T_A = 25^\circ\text{C}$. $V_S = \pm 5\text{V}$ unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS		LTC1051/LTC1053			LTC1051A			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Noise Current	$f = 10\text{Hz}$			2.2			2.2		fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Common Mode Rejection Ratio, CMRR	$V_{\text{CM}} = V^-$ to 2.7V	●	106 100	130		114 110	130		dB dB
Differential CMRR LTC1051, LTC1053 (Note 3)	$V_{\text{CM}} = V^-$ to 2.7V		112			112			dB
Power Supply Rejection Ratio	$V_S = \pm 2.375\text{V}$ to $\pm 8\text{V}$	●	116	140		120	140		dB
Large Signal Voltage Gain	$R_L = 10\text{k}$, $V_{\text{OUT}} = \pm 4\text{V}$	●	116	160		120	160		dB
Maximum Output Voltage Swing	$R_L = 10\text{k}$ $R_L = 100\text{k}$	●	± 4.5 ± 4.5	± 4.85 ± 4.95		± 4.7 ± 4.85 ± 4.95			V V
Slew Rate	$R_L = 10\text{k}$, $C_L = 50\text{pF}$			4			4		V/ μs
Gain Bandwidth Product				2.5			2.5		MHz
Supply Current/Op Amp	No Load	●		1 2 2.5			1 2 2.5		mA mA mA
Internal Sampling Frequency				3.3			3.3		kHz

The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at $T_A = 25^\circ\text{C}$. $V_S = \pm 5\text{V}$ unless otherwise noted. $V_S = 5\text{V}$, GND unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS		LTC1051A/LTC1051/LTC1053			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage				± 0.5	± 5	μV
Input Offset Drift				± 0.01	± 0.05	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current				± 10	± 50	pA
Input Offset Current				± 20	± 80	pA
Input Noise Voltage	DC to 10Hz			1.8		$\mu\text{V}_{\text{P-P}}$
Supply Current/Op Amp	No Load	●			1.5	mA

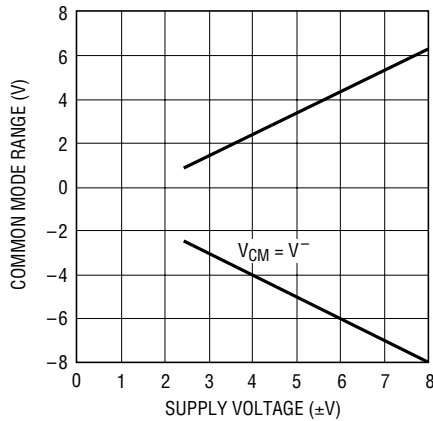
Note 1: Absolute Maximum Ratings are those values beyond which the life of a device may be impaired.

Note 2: For guaranteed noise specification contact LTC Marketing.

Note 3: Differential CMRR for the LTC1053 is measured between amplifiers A and D, and amplifiers B and C.

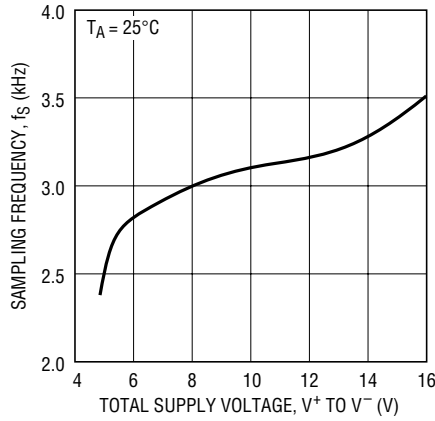
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

Common Mode Input Range vs Supply Voltage



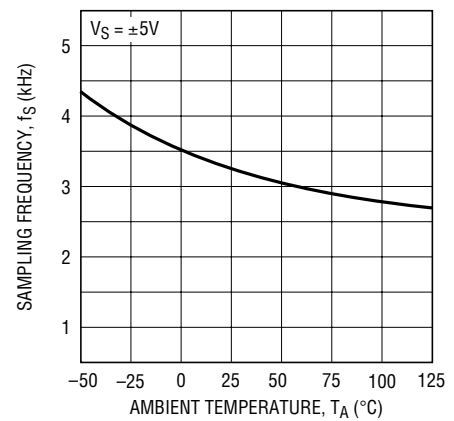
1051/53 G01

Sampling Frequency vs Supply Voltage



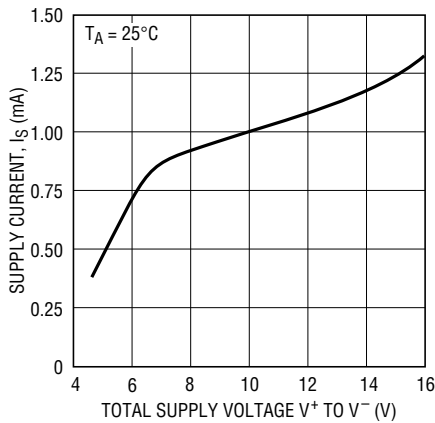
1051/53 G02

Sampling Frequency vs Temperature



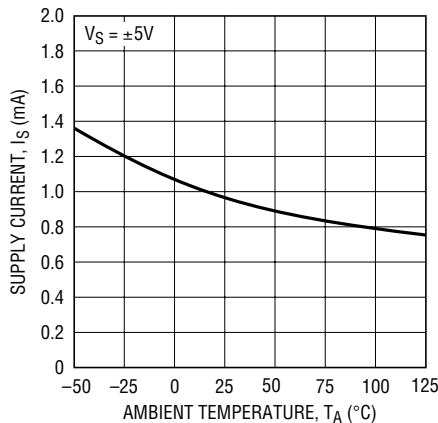
1051/53 G03

Supply Current vs Supply Voltage Per Op Amp



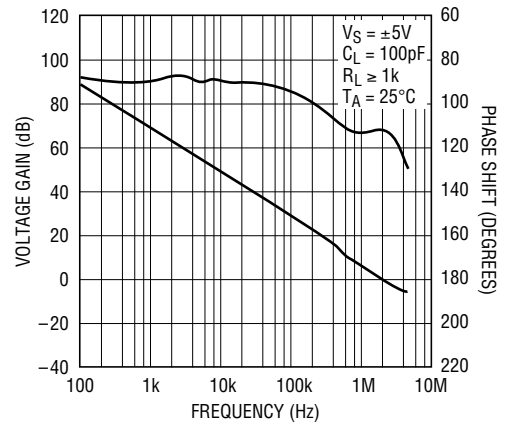
1051/53 G04

Supply Current vs Temperature Per Op Amp



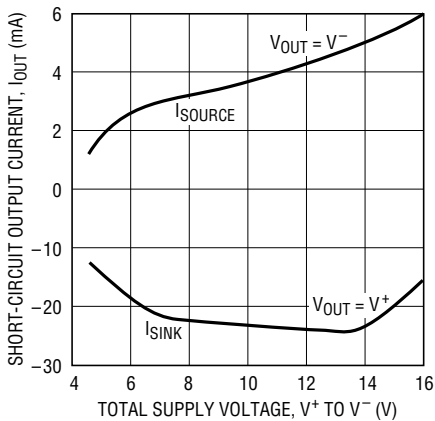
1051/53 G05

Gain/Phase vs Frequency



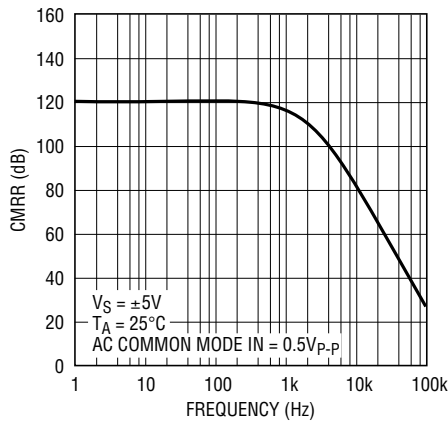
1051/53 G06

Output Short-Circuit Current vs Supply Voltage



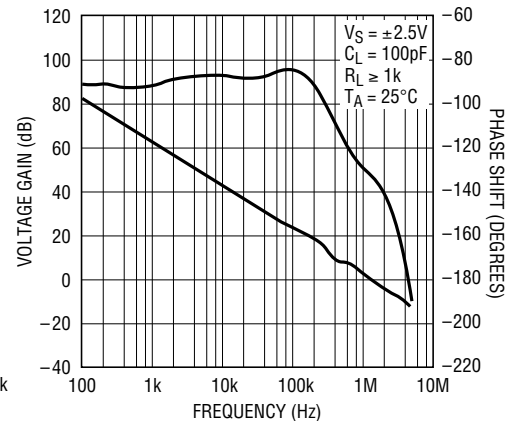
1051/53 G07

CMRR vs Frequency



1051/53 G08

Gain/Phase vs Frequency

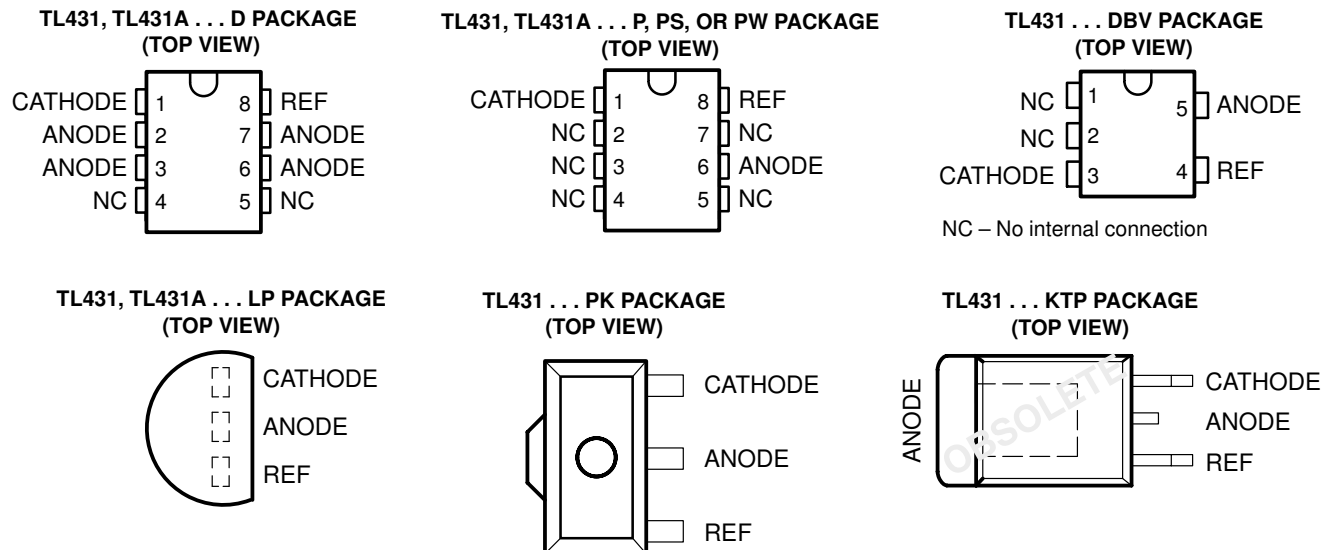


1051/53 G09

TL431, TL431A ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

SLVS005Q – JULY 1978 – REVISED MARCH 2003

- Equivalent Full-Range Temperature Coefficient . . . 30 ppm/°C
- 0.2-Ω Typical Output Impedance
- Sink-Current Capability . . . 1 mA to 100 mA
- Low Output Noise
- Adjustable Output Voltage . . . V_{ref} to 36 V
- Available in a Wide Range of High-Density Packages



description/ordering information

The TL431 and TL431A are three-terminal adjustable shunt regulators, with specified thermal stability over applicable automotive, commercial, and military temperature ranges. The output voltage can be set to any value between V_{ref} (approximately 2.5 V) and 36 V, with two external resistors (see Figure 17). These devices have a typical output impedance of 0.2 Ω. Active output circuitry provides a very sharp turn-on characteristic, making these devices excellent replacements for Zener diodes in many applications, such as onboard regulation, adjustable power supplies, and switching power supplies.

The TL431C and TL431AC are characterized for operation from 0°C to 70°C, and the TL431I and TL431AI are characterized for operation from –40°C to 85°C.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

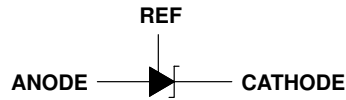
PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TEXAS
INSTRUMENTS**

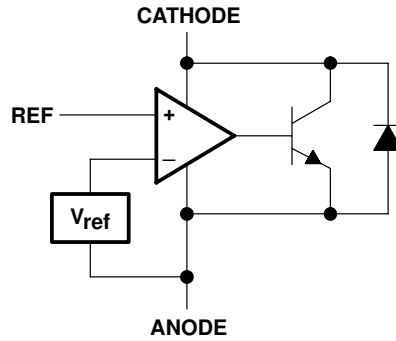
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2003, Texas Instruments Incorporated

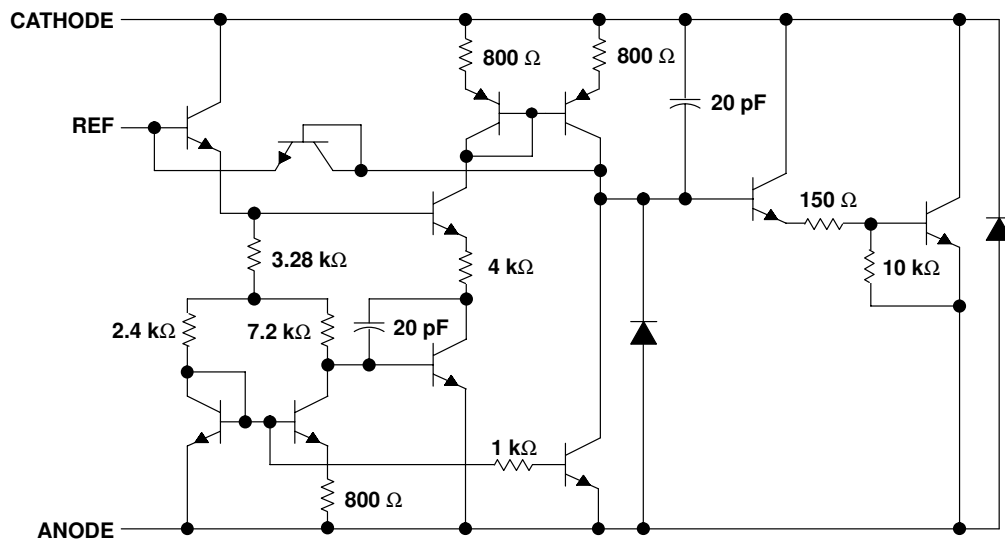
symbol



functional block diagram



equivalent schematic†



† All component values are nominal.

TL431, TL431A

ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

SLVS005Q – JULY 1978 – REVISED MARCH 2003

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)[†]

Cathode voltage, V_{KA} (see Note 1)	37 V
Continuous cathode current range, I_{KA}	–100 mA to 150 mA
Reference input current range	–50 μ A to 10 mA
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Notes 2 and 4): DBV package	206°C/W
(see Notes 2 and 3): KTP package	28°C/W
(see Notes 2 and 4): LP package	156°C/W
(see Notes 2 and 4): P package	85°C/W
(see Notes 2 and 4): PK package	52°C/W
(see Notes 2 and 4): PS package	95°C/W
(see Notes 2 and 4): PW package	149°C/W
Operating virtual junction temperature, T_J	150°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C
Storage temperature range, T_{stg}	–65°C to 150°C

[†] Stresses beyond those listed under “absolute maximum ratings” may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under “recommended operating conditions” is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
1. Voltage values are with respect to the ANODE terminal unless otherwise noted.
 2. Maximum power dissipation is a function of $T_J(\text{max})$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(\text{max}) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.
 3. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-5.
 4. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

recommended operating conditions

			MIN	MAX	UNIT
V _{KA}	Cathode voltage		V _{ref}	36	V
I _{KA}	Cathode current		1	100	mA
T _A	Operating free-air temperature range	TL431C, TL431AC	0	70	°C
		TL431I, TL431AI	−40	85	

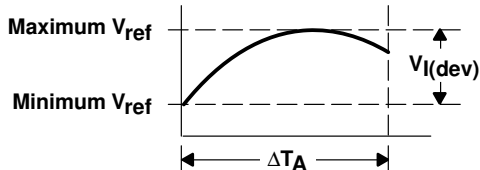


POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

electrical characteristics over recommended operating conditions, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CIRCUIT	TEST CONDITIONS		TL431C			UNIT
					MIN	TYP	MAX	
V _{ref}	Reference voltage	2	V _{KA} = V _{ref} , I _{KA} = 10 mA		2440	2495	2550	mV
V _{I(dev)}	Deviation of reference voltage over full temperature range (see Figure 1)	2	V _{KA} = V _{ref} , I _{KA} = 10 mA, T _A = 0°C to 70°C			4	25	mV
$\frac{\Delta V_{ref}}{\Delta V_{KA}}$	Ratio of change in reference voltage to the change in cathode voltage	3	I _{KA} = 10 mA	ΔV _{KA} = 10 V – V _{ref}	–1.4	–2.7	$\frac{\text{mV}}{\text{V}}$	
				ΔV _{KA} = 36 V – 10 V	–1	–2		
I _{ref}	Reference current	3	I _{KA} = 10 mA, R1 = 10 kΩ, R2 = ∞			2	4	μA
I _{I(dev)}	Deviation of reference current over full temperature range (see Figure 1)	3	I _{KA} = 10 mA, R1 = 10 kΩ, R2 = ∞, T _A = 0°C to 70°C			0.4	1.2	μA
I _{min}	Minimum cathode current for regulation	2	V _{KA} = V _{ref}			0.4	1	mA
I _{off}	Off-state cathode current	4	V _{KA} = 36 V, V _{ref} = 0			0.1	1	μA
z _{KA}	Dynamic impedance (see Figure 1)	1	I _{KA} = 1 mA to 100 mA, V _{KA} = V _{ref} , f ≤ 1 kHz			0.2	0.5	Ω

The deviation parameters $V_{\text{ref}(\text{dev})}$ and $I_{\text{ref}(\text{dev})}$ are defined as the differences between the maximum and minimum values obtained over the recommended temperature range. The average full-range temperature coefficient of the reference voltage, $\alpha_{V_{\text{ref}}}$, is defined as:

$$|\alpha_{V_{\text{ref}}} \left(\frac{\text{ppm}}{^\circ\text{C}} \right)| = \frac{\left(\frac{V_{I(\text{dev})}}{V_{\text{ref at } 25^\circ\text{C}}} \right) \times 10^6}{\Delta T_A}$$


where:

ΔT_A is the recommended operating free-air temperature range of the device.

$\alpha_{V_{\text{ref}}}$ can be positive or negative, depending on whether minimum V_{ref} or maximum V_{ref} , respectively, occurs at the lower temperature.

Example: maximum $V_{\text{ref}} = 2496\text{ mV}$ at 30°C , minimum $V_{\text{ref}} = 2492\text{ mV}$ at 0°C , $V_{\text{ref}} = 2495\text{ mV}$ at 25°C , $\Delta T_A = 70^\circ\text{C}$ for TL431C

$$|\alpha_{V_{\text{ref}}}| = \frac{\left(\frac{4\text{ mV}}{2495\text{ mV}} \right) \times 10^6}{70^\circ\text{C}} \approx 23\text{ ppm}/^\circ\text{C}$$

Because minimum V_{ref} occurs at the lower temperature, the coefficient is positive.

Calculating Dynamic Impedance

The dynamic impedance is defined as: $|z_{KA}| = \frac{\Delta V_{KA}}{\Delta I_{KA}}$

When the device is operating with two external resistors (see Figure 3), the total dynamic impedance of the circuit is given by:

$$|z'| = \frac{\Delta V}{\Delta I} \approx |z_{KA}| \left(1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

Figure 1. Calculating Deviation Parameters and Dynamic Impedance

TL431, TL431A

ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

SLVS005Q – JULY 1978 – REVISED MARCH 2003

electrical characteristics over recommended operating conditions, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CIRCUIT	TEST CONDITIONS		TL431I			UNIT
					MIN	TYP	MAX	
V_{ref}	Reference voltage	2	$V_{KA} = V_{\text{ref}}, I_{KA} = 10 \text{ mA}$		2440	2495	2550	mV
$V_{I(\text{dev})}$	Deviation of reference voltage over full temperature range (see Figure 1)	2	$V_{KA} = V_{\text{ref}}, I_{KA} = 10 \text{ mA}, T_A = -40^\circ\text{C} \text{ to } 85^\circ\text{C}$			5	50	mV
$\frac{\Delta V_{\text{ref}}}{\Delta V_{KA}}$	Ratio of change in reference voltage to the change in cathode voltage	3	$I_{KA} = 10 \text{ mA}$	$\Delta V_{KA} = 10 \text{ V} - V_{\text{ref}}$		-1.4	-2.7	$\frac{\text{mV}}{\text{V}}$
				$\Delta V_{KA} = 36 \text{ V} - 10 \text{ V}$		-1	-2	
I_{ref}	Reference current	3	$I_{KA} = 10 \text{ mA}, R1 = 10 \text{ k}\Omega, R2 = \infty$			2	4	μA
$I_{I(\text{dev})}$	Deviation of reference current over full temperature range (see Figure 1)	3	$I_{KA} = 10 \text{ mA}, R1 = 10 \text{ k}\Omega, R2 = \infty, T_A = -40^\circ\text{C} \text{ to } 85^\circ\text{C}$			0.8	2.5	μA
I_{min}	Minimum cathode current for regulation	2	$V_{KA} = V_{\text{ref}}$			0.4	1	mA
I_{off}	Off-state cathode current	4	$V_{KA} = 36 \text{ V}, V_{\text{ref}} = 0$			0.1	1	μA
$ z_{KA} $	Dynamic impedance (see Figure 1)	2	$I_{KA} = 1 \text{ mA} \text{ to } 100 \text{ mA}, V_{KA} = V_{\text{ref}}, f \leq 1 \text{ kHz}$			0.2	0.5	Ω



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Selbstständigkeitserklärung

Ich erkläre, dass ich die vorliegende Arbeit selbständig und nur unter Verwendung der angegebenen Literatur und Hilfsmittel angefertigt habe.

Ort, Datum

Unterschrift